

UFSM

Dissertação de Mestrado

**CONTROLE DE ACELERAÇÃO DE UMA
MÁQUINA DE VIBRAÇÃO
ELETRODINÂMICA**

Leandro Della Flora

PPGEE

Santa Maria, RS, Brasil

2005

**CONTROLE DE ACELERAÇÃO DE UMA
MÁQUINA DE VIBRAÇÃO
ELETRODINÂMICA**

por

Leandro Della Flora

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

PPGEE

Santa Maria, RS, Brasil

2005

©2005

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

Endereço: Av. Roraima, S/N, Bairro: Camobi, Santa Maria, RS, 97.105-900
Fone: 55 2208463; Celular: 55 99453346; Fax: 55 2208030; Endereço Eletrônico: ldella@mail.ufsm.br

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

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

**CONTROLE DE ACELERAÇÃO DE UMA MÁQUINA
DE VIBRAÇÃO ELETRODINÂMICA**

elaborada por
Leandro Della Flora

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

COMISSÃO EXAMINADORA:

Hilton Abílio Gründling – UFSM
(Presidente/Orientador)

Emerson Giovanni Carati – CEFET/PR

José Renes Pinheiro – UFSM

Hélio Leães Hey – UFSM

Santa Maria, 24 de Março de 2005

Aos meus pais, Volmir e Odila, e meus irmãos, Luciano e Lucieli.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Prof. Dr. Hilton Abílio Gründling por sua orientação, amizade e apoio, principalmente nos momentos mais difíceis do desenvolvimento desse trabalho.

Aos professores Hélio Leães Hey, Humberto Pinheiro e José Renes Pinheiro pelos conhecimentos e experiências transmitidos ao longo do curso de mestrado.

Aos colegas e amigos Daniel Damasceno, Diego Dias Marquezini, Leonardo Londero de Oliveira e Marcelo Hey Duarte pelo companheirismo e agradável convivência. Em especial, agradeço a inestimável colaboração dos amigos Helder Tavares Câmara, Rafael Cardoso e Rodrigo Varella Tambara.

À Universidade Federal de Santa Maria e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, pelo suporte financeiro, e aos funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e do Núcleo de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica.

Aos meus pais, Volmir e Odila, cujo amor, dedicação e exemplo de vida servem de inspiração para que eu continue sempre buscando me tornar um ser humano melhor.

Aos meus irmãos, Luciano e Lucieli, pelo apoio e incentivo incondicionais.

Por fim, estendo minha eterna gratidão a Deus por conceder tantas oportunidades e realizações à minha vida.

“Crê nos que buscam a verdade.
Duvida dos que a encontram”

André Gide

RESUMO

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

CONTROLE DE ACELERAÇÃO DE UMA MÁQUINA DE VIBRAÇÃO ELETRODINÂMICA

AUTOR: LEANDRO DELLA FLORA
ORIENTADOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING – UFSM

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 24 de Março de 2005.

Esse trabalho apresenta o desenvolvimento de um novo tipo de controlador digital de aceleração para ensaios com vibrações senoidais em máquinas de vibração eletrodinâmicas supridas por fontes de potência CA com comutação. O esquema proposto é baseado na interação entre duas malhas de controle: uma para regulação de aceleração da máquina de vibração e outra para ajuste da tensão de saída da fonte de potência CA. Um algoritmo adaptativo robusto por modelo de referência (RMRAC) é utilizado na malha de controle de tensão. Os efeitos de variações paramétricas existentes na planta bem como de vibrações harmônicas e ressonâncias do objeto ensaiado são minimizados com o uso de um controlador *feedforward* e um controlador *feedforward* robusto na malha de aceleração. Resultados experimentais demonstram que o sistema proposto é capaz de garantir excelente rastreamento da aceleração de referência e robustez em malha fechada entre 20 Hz e 200 Hz, necessitando ainda de investigação para controle de vibrações tão rápidas quanto 2000 Hz.

A realimentação da aceleração da máquina é realizada com o desenvolvimento de uma instrumentação adequada a esse fim. A solução proposta utiliza acelerômetros piezoelétricos, pré-amplificadores modo tensão, circuito para condicionamento de sinais, conversão analógico-digital e filtragem. Um estudo sobre as principais técnicas utilizadas em medições de vibrações bem como a metodologia de projeto, simulação, implementação e testes experimentais são descritos detalhadamente.

Palavras-chave: Ensaios de Vibração, Vibradores Eletrodinâmicos, Fontes de Potência CA com Comutação, Controle Adaptativo Robusto por Modelo de Referência, Controle *Feedforward*, Acelerômetros Piezoelétricos.

ABSTRACT

Master's Dissertation

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

**CONTROLE DE ACELERAÇÃO DE UMA MÁQUINA
DE VIBRAÇÃO ELETRODINÂMICA****(ACCELERATION CONTROL OF AN ELECTRODYNAMIC
VIBRATION MACHINE)**

AUTHOR: LEANDRO DELLA FLORA

ADVISOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING – UFSM

Place and Date: Santa Maria, March 24, 2005.

This work presents the development of a novel digital acceleration controller for sinusoidal vibration tests using switching-mode AC power source (ACPS) fed electrodynamic vibration machines. The proposed scheme is based on the interaction of two control loops: one for the shaker's acceleration regulation and another for the ACPS output voltage control. A robust model reference adaptive algorithm (RMRAC) is used in the voltage control loop. To reduce the effects caused by the plant's parameters variations as well harmonic vibrations and resonances of the test specimen, the acceleration feedback controller is augmented with a feedforward and a robust controller. Experimental results show that the proposed system is capable to achieve excellent acceleration reference tracking performance and robustness in the closed loop control from 20 Hz to 200 Hz. Investigations shall be performed to evaluate the response of this scheme when controlling vibrations as fast as 2000 Hz.

A specific instrumentation system has been developed to feedback the electrodynamic vibration machine's acceleration. The proposed solution employs piezoelectric accelerometers, voltage mode preamplifiers, circuit for signal conditioning, analog to digital conversion and filtering. A study concerning the commonly used vibration measurement techniques and the design procedure, simulation, implementation and experimental results are described in detail.

Keywords: Vibration Tests, Electrodynamic Shaker, Switching-Mode AC Power Source, Robust Model Reference Adaptive Control, Feedforward Control, Piezoelectric Accelerometer.

SUMÁRIO

Agradecimentos	p. vi
Resumo	p. viii
Abstract	p. ix
Lista de Figuras	p. xiii
Lista de Tabelas	p. xx
Lista de Siglas e Abreviaturas	p. xxi
Lista de Símbolos	p. xxii
1 Introdução	p. 1
2 Máquinas de Vibração Eletrodinâmicas Supridas por Fontes de Potência CA: Modelo Dinâmico	p. 6
2.1 Máquinas de vibração	p. 6
2.2 Características das máquinas de vibração eletrodinâmicas	p. 8
2.3 Configuração do sistema para ensaios de vibrações	p. 12

2.4	Modelo dinâmico	p. 14
2.5	Estimação de parâmetros do modelo dinâmico	p. 15
2.5.1	Estimação de parâmetros mecânicos	p. 15
2.5.2	Estimação de parâmetros elétricos da armadura	p. 17
3	Instrumentação para Ensaios de Vibração	p. 20
3.1	Considerações gerais sobre medição de vibrações	p. 20
3.2	Equipamento para medição de vibrações	p. 22
3.3	Acelerômetros piezoelétricos	p. 23
3.3.1	Operação de um acelerômetro	p. 24
3.3.2	Resposta em frequência	p. 25
3.3.3	Sensibilidade	p. 26
3.4	Pré-amplificador	p. 27
3.4.1	Pré-amplificadores modo carga	p. 28
3.4.2	Pré-amplificadores modo tensão	p. 32
3.5	Circuito para condicionamento de sinais	p. 36
3.5.1	Análise CC	p. 36
3.5.2	Análise CA	p. 37
3.5.3	Especificações para projeto	p. 39
3.5.4	Projeto	p. 40
3.5.5	Simulação em SPICE	p. 42

3.5.6	Teste experimental	p. 45
3.6	Aquisição e filtragem	p. 45
3.7	Avaliação da instrumentação	p. 49
4	Controladores de Tensão e Aceleração	p. 61
4.1	Controlador de tensão	p. 61
4.2	Controlador de aceleração	p. 69
4.2.1	Configuração do sistema proposto	p. 69
4.2.2	Procedimento de projeto	p. 73
4.2.2.1	Controlador feedforward G_{acf}	p. 73
4.2.2.2	Controlador feedforward robusto a distúrbios G_{adf}	p. 75
4.2.2.3	Controlador G_{ab}	p. 75
5	Resultados Experimentais	p. 78
5.1	Sistema em malha aberta	p. 78
5.2	Sistema em malha fechada	p. 83
5.2.1	Controlador de tensão	p. 83
5.2.2	Controlador de aceleração	p. 87
6	Conclusão	p. 93
	Referências	p. 96

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Regiões de operação úteis de máquinas de vibração hidráulicas e eletrodinâmicas (Fonte: [1]).	p. 7
Figura 2	Construção básica de uma máquina de vibração eletrodinâmica.	p. 8
Figura 3	Característica de aceleração idealizada de um vibrador eletrodinâmico plotada como função da frequência. (a) Fonte de corrente. (b) Fonte de tensão (Fonte: [1]).	p. 10
Figura 4	Diagrama dos limites de operação de uma máquina de vibração eletrodinâmica com restrições impostas em deslocamento, velocidade e aceleração (Fonte: [1]).	p. 11
Figura 5	Máquina de vibração eletrodinâmica suprida por fonte de potência CA.	p. 12
Figura 6	Sistema eletromecânico equivalente.	p. 14
Figura 7	Medição e estimação de $ H_{IA}(j\omega) $	p. 17
Figura 8	Medição e estimação de R e L	p. 18
Figura 9	Integração e dupla integração da aceleração para obter velocidade e deslocamento.	p. 21
Figura 10	Sistema proposto para medição digital de aceleração. . .	p. 23

Figura 11	Diagrama esquemático de um acelerômetro piezoelétrico.	p. 24
Figura 12	Resposta em frequência típica de um acelerômetro piezoelétrico.	p. 25
Figura 13	Circuito elétrico equivalente de um acelerômetro piezoelétrico com cabo de interface.	p. 26
Figura 14	Circuito elétrico equivalente de um acelerômetro e cabo de interface conectados a um amplificador modo carga.	p. 29
Figura 15	Circuito equivalente de um acelerômetro e cabo de interface conectados a um amplificador modo carga.	p. 30
Figura 16	Circuito elétrico equivalente de um acelerômetro e cabo de interface conectados a um amplificador modo tensão.	p. 33
Figura 17	Circuito condicionador de sinais.	p. 36
Figura 18	Circuito equivalente para análise CC.	p. 37
Figura 19	Circuito equivalente para análise CA.	p. 38
Figura 20	Ganho em função da frequência do circuito condicionador de sinais.	p. 39
Figura 21	Resultado de simulação do circuito de condicionamento de sinais do canal da mesa de vibração.	p. 43
Figura 22	Resultado de simulação do circuito de condicionamento de sinais do canal do corpo de prova.	p. 44
Figura 23	Resultado experimental do circuito de condicionamento de sinais do canal da mesa de vibração.	p. 45

Figura 24	Resultado experimental do circuito de condicionamento de sinais do canal do corpo de prova.	p. 46
Figura 25	Alguns agentes externos que podem resultar em sinais de saída não relacionados à vibração.	p. 46
Figura 26	Diagrama de Bode de um filtro Butterworth passa-banda digital com frequência central igual a 20 Hz.	p. 50
Figura 27	Diagrama de Bode de um filtro Butterworth passa-banda digital com frequência central igual a 1000 Hz.	p. 51
Figura 28	Resultados experimentais do canal da mesa de vibração em 20 Hz.	p. 52
Figura 29	Resultados experimentais do canal da mesa de vibração em 50 Hz.	p. 52
Figura 30	Resultados experimentais do canal da mesa de vibração em 100 Hz.	p. 53
Figura 31	Resultados experimentais do canal da mesa de vibração em 200 Hz.	p. 53
Figura 32	Resultados experimentais do canal da mesa de vibração em 500 Hz.	p. 54
Figura 33	Resultados experimentais do canal da mesa de vibração em 1000 Hz.	p. 54
Figura 34	Resultados experimentais do canal do corpo de prova em 20 Hz.	p. 55

Figura 35	Resultados experimentais do canal do corpo de prova em 50 Hz.	p. 55
Figura 36	Resultados experimentais do canal do corpo de prova em 100 Hz.	p. 56
Figura 37	Resultados experimentais do canal do corpo de prova em 200 Hz.	p. 56
Figura 38	Resultados experimentais do canal do corpo de prova em 500 Hz.	p. 57
Figura 39	Resultados experimentais do canal do corpo de prova em 1000 Hz.	p. 57
Figura 40	Sensibilidade em função da frequência da instrumentação proposta (canal da mesa de vibração).	p. 58
Figura 41	Sensibilidade em função da frequência da instrumentação proposta (canal do corpo de prova).	p. 59
Figura 42	Carga nominal da fonte de potência CA.	p. 65
Figura 43	Respostas de $\overline{G}_o(s)$ e $W_m(s)$ ao degrau unitário.	p. 66
Figura 44	Respostas em frequência do modelo de referência e do compensador avanço de fase projetado para 1000 Hz.	p. 68
Figura 45	Controlador de tensão proposto.	p. 69
Figura 46	Variação dos polos de $G(s)$ como função da frequência de vibração e da massa do objeto ensaiado. (a) 0 kg. (b) 60 kg. . .	p. 70
Figura 47	Controlador de aceleração proposto.	p. 72

Figura 48	Resposta em frequência de $G(s)$ para três condições de massa do objeto ensaiado.	p. 74
Figura 49	Resposta em frequência de $G(s)$ e $G_{ab}(s)G(s)$	p. 77
Figura 50	Lei de controle (u), tensão de saída (v_o) e aceleração da máquina de vibração (a) em malha aberta ($f = 20$ Hz, $m_c = 15$ kg).	p. 78
Figura 51	Lei de controle (u), tensão de saída (v_o) e aceleração da máquina de vibração (a) em malha aberta ($f = 50$ Hz, $m_c = 15$ kg).	p. 79
Figura 52	Lei de controle (u), tensão de saída (v_o) e aceleração da máquina de vibração (a) em malha aberta ($f = 100$ Hz, $m_c = 15$ kg).	p. 79
Figura 53	Lei de controle (u), tensão de saída (v_o) e aceleração da máquina de vibração (a) em malha aberta ($f = 200$ Hz, $m_c = 15$ kg).	p. 80
Figura 54	Lei de controle (u), tensão de saída (v_o) e aceleração da máquina de vibração (a) em malha aberta ($f = 500$ Hz, $m_c = 15$ kg).	p. 80
Figura 55	Lei de controle (u), tensão de saída (v_o) e aceleração da máquina de vibração (a) em malha aberta ($f = 1000$ Hz, $m_c = 15$ kg).	p. 81
Figura 56	Lei de controle (u), tensão de saída (v_o) e aceleração da máquina de vibração (a) em malha aberta ($f = 700$ Hz, $m_c = 15$ kg).	p. 82

Figura 57	Tensão de referência (v_o^*) e tensão de saída da fonte de potência CA (v_o) em malha fechada ($f = 20$ Hz, $m_c = 15$ kg). .	p. 84
Figura 58	Tensão de referência (v_o^*) e tensão de saída da fonte de potência CA (v_o) em malha fechada ($f = 50$ Hz, $m_c = 15$ kg). .	p. 84
Figura 59	Tensão de referência (v_o^*) e tensão de saída da fonte de potência CA (v_o) em malha fechada ($f = 100$ Hz, $m_c = 15$ kg).	p. 85
Figura 60	Tensão de referência (v_o^*) e tensão de saída da fonte de potência CA (v_o) em malha fechada ($f = 200$ Hz, $m_c = 15$ kg).	p. 85
Figura 61	Tensão de referência (v_o^*) e tensão de saída da fonte de potência CA (v_o) em malha fechada ($f = 500$ Hz, $m_c = 15$ kg).	p. 86
Figura 62	Tensão de referência (v_o^*) e tensão de saída da fonte de potência CA (v_o) em malha fechada ($f = 1000$ Hz, $m_c = 15$ kg).	p. 86
Figura 63	Aceleração de referência e aceleração da máquina de vibração em malha fechada (20 Hz). (a) $m_c = 0$ kg. (b) $m_c = 15$ kg.	p. 88
Figura 64	Aceleração de referência e aceleração da máquina de vibração em malha fechada (50 Hz). (a) $m_c = 0$ kg. (b) $m_c = 15$ kg.	p. 89
Figura 65	Aceleração de referência e aceleração da máquina de vibração em malha fechada (100 Hz). (a) $m_c = 0$ kg. (b) $m_c = 15$ kg.	p. 90
Figura 66	Aceleração de referência e aceleração da máquina de vibração em malha fechada (200 Hz). (a) $m_c = 0$ kg. (b) $m_c = 15$ kg.	p. 91

Figura 67 Aceleração de referência e aceleração da máquina de vi-
bração em malha fechada ($f = 20$ Hz, $m_c = 15$ kg e $a_{max} = 30$
m/s²). p.92

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Especificações técnicas do vibrador eletrodinâmico modelo ST 5000/300.	p. 13
Tabela 2	Especificações técnicas do acelerômetro piezoelétrico modelo 4370V.	p. 27
Tabela 3	Especificações dos ensaios senoidal e de busca de ressonância segundo norma ANSI/ASAE EP455.	p. 40
Tabela 4	Parâmetros do modelo nominal da planta.	p. 73
Tabela 5	Parâmetros do controlador RMRAC.	p. 83

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> – Transistor Bipolar de Porta Isolada
MRC	<i>Model Reference Controller</i> – Controlador por Modelo de Referência
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – Modulação por Largura de Pulso
RMRAC	<i>Robust Model Reference Adaptive Controller</i> – Controlador Adaptativo Robusto por Modelo de Referência
RPC	<i>Repetitive Controller</i> – Controlador Repetitivo
SPICE	<i>Simulation Program for Integrated Circuit Emphasis</i> – Programa de Simulação com Ênfase em Circuitos Integrados
UPS	<i>Uninterruptable Power Supply</i> – Fonte Ininterrupta de Energia

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Parâmetro do compensador avanço de fase
α_1	Constante do controlador RMRAC
Γ	Constante de geração de força
$\bar{\Gamma}$	Constante nominal de geração de força
δ_0	Constante do controlador RMRAC
δ_1	Constante do controlador RMRAC
δ_2	Constante do controlador RMRAC
Δa	Resolução da instrumentação
Δ_a	Função de transferência de dinâmicas não modeladas aditivas
Δ_m	Função de transferência de dinâmicas não modeladas multiplicativas
ε_a	Erro de rastreamento da malha de controle de aceleração
ε_1	Erro aumentado
ζ	Vetor de regressão
θ	Conjunto de parâmetros do controlador RMRAC

θ^*	Conjunto de parâmetros verdadeiros do controlador RMRAC
θ_i	i-ésima linha de parâmetros do controlador RMRAC
λ	Constante do controlador RMRAC
μ	Constante $\in \mathfrak{R}^+$ de ponderação das dinâmicas não modeladas
μ^*	Constante $\in \mathfrak{R}^+$ para limite das dinâmicas não modeladas
$\bar{\mu}$	Constante $\in \mathfrak{R}^+$
σ	Função σ - <i>modification</i>
σ_0	Valor máximo da função σ - <i>modification</i>
τ	Parâmetro do compensador avanço de fase
v	Velocidade da mesa de vibração
v_a	Tensão elétrica gerada no acelerômetro piezoelétrico
v_{adc}	Tensão de saída do circuito de condicionamento de sinais
v_e	Tensão de entrada do amplificador não-inversor utilizado no circuito de condicionamento de sinais
v_{cc}	Saída CC do circuito condicionador de sinais
v_{cc+}	Saída CC do circuito condicionador de sinais em resposta a um sinal aplicado a v_+
v_{cc-}	Saída CC do circuito condicionador de sinais em resposta a um sinal aplicado a v_-

v_{DD}	Tensão de suprimento do amplificador operacional utilizado no circuito de condicionamento de sinais
v_i	Tensão de entrada do pré-amplificador
v_o	Tensão da fonte de potência CA
v_o^*	Tensão de referência da fonte de potência CA
v_p	Tensão de saída do circuito pré-amplificador
v_{pwm}	Tensão de saída do inversor PWM da fonte de potência CA
v_{REF}	Tensão de referência do circuito condicionador de sinais
v_s	Tensão de saída do amplificador não-inversor utilizado no circuito de condicionamento de sinais
v_+	Sinal aplicado à entrada não-inversora do amplificador operacional utilizado no circuito de condicionamento de sinais
v_-	Sinal aplicado à entrada inversora do amplificador operacional utilizado no circuito de condicionamento de sinais
ϕ_m	Ângulo de defasagem do modelo de referência
ω	Frequência angular de vibração
ω	Vetor de estados auxiliares do controlador RMRAC
ω_a	Fator de ponderação do controlador <i>feedforward</i> robusto a distúrbios
ω_i	i-ésima componente do vetor de estados auxiliares
ω_l	Frequência angular de corte inferior

ω_o	Frequência angular de ressonância de H_{IA}
ω_u	Frequência angular de corte superior
a	Aceleração da mesa de vibração
a^*	Aceleração de referência da mesa de vibração
a_{max}	Amplitude máxima de aceleração
A	Ganho do amplificador operacional
B	Densidade de fluxo magnético
c	Coefficiente de amortecimento
\bar{c}	Coefficiente de amortecimento nominal
C_a	Capacitância interna do acelerômetro piezoelétrico
C_c	Capacitância do cabo de interface do acelerômetro piezoelétrico
C_f	Capacitor de realimentação do circuito pré-amplificador
c_o	Ganho direto do sinal de referência
C_o	Capacitância do filtro de saída da fonte de potência CA
C_p	Capacitância de entrada do circuito pré-amplificador
D_m	Polinômio Hurwitz de grau $n_p - m_p$
f	Frequência de vibração
F	Matriz de dinâmica dos vetores auxiliares

f_{cem}	Força contra-eletromotriz
f_H	Frequência de corte superior
f_L	Frequência de corte inferior
f_o	Força desenvolvida pela armadura
g	Aceleração gravitacional (9,81 m/s ²)
G	Função de transferência da planta
\bar{G}	Função de transferência nominal da planta
G_{ab}	Função de transferência de um compensador
G_{acf}	Função de transferência do controlador <i>feedforward</i>
G_{adf}	Função de transferência do controlador <i>feedforward</i> robusto a distúrbios
G_{af}	Função de transferência do compensador avanço de fase
G_o	Função de transferência da parte modelada da planta
\bar{G}_o	Função de transferência nominal da parte modelada da planta
H_{bpf}	Função de transferência de um filtro passa-banda
H_{cond}	Função de transferência do circuito de condicionamento de sinais
H_{IA}	Função de transferência de i_o para a
H_{lpf}	Função de transferência de um filtro passa-baixas

H_1	Função de transferência do filtro passivo passa-altas do circuito de condicionamento de sinais
H_2	Função de transferência do amplificador não-inversor utilizado no circuito de condicionamento de sinais
H_3	Função de transferência do filtro passivo passa-baixas do circuito de condicionamento de sinais
$(\cdot)_i$	i-ésima componente de um vetor
\mathbf{I}	Matriz identidade
i_C	Corrente no capacitor do filtro de saída da fonte de potência CA
i_L	Corrente no indutor do filtro de saída da fonte de potência CA
i_o	Corrente da armadura
j	$\sqrt{-1}$
k	Constante da mola
\bar{k}	Constante nominal da mola
k_{ab}	Constante do compensador G_{ab}
k_m	Ganho do modelo de referência
k_p	Ganho da planta
l	Comprimento efetivo do enrolamento da armadura
L	Indutância do enrolamento da armadura

\bar{L}	Indutância nominal do enrolamento da armadura
L_o	Indutância do filtro de saída da fonte de potência CA
m	Massa do conjunto armadura-corpo de prova
\bar{m}	Massa nominal do conjunto armadura-corpo de prova
m_c	Massa do corpo de prova
\bar{m}_c	Massa nominal do corpo de prova
m_o	Massa da armadura
M_0	Fator limitador da função σ - <i>modification</i>
m_p	Grau do numerador de G
n_p	Grau do denominador de G
p	Pólo de uma função de transferência
\mathbf{P}	Matriz de covariância definida positiva
p_i	i -ésimo pólo de uma função de transferência
\bar{p}_i	i -ésimo pólo nominal de uma função de transferência
p_o	Margem de estabilidade
\mathbf{q}	Matriz de ponderação dos sinais de entrada
Q	Fator de qualidade
q_a	Carga elétrica gerada no acelerômetro piezoelétrico
q_0	Constante $\in \mathfrak{R}^+$

r	Sinal de referência do controlador RMRAC
R	Resistência do enrolamento da armadura
\bar{R}	Resistência nominal do enrolamento da armadura
R_a	Resistência interna do acelerômetro piezoelétrico
R_c	Resistência entre a malha de blindagem eletromagnética e o centro do cabo de interface
R_f	Resistor de realimentação do circuito pré-amplificador
R_o	Polinômio mônico de grau n_p de G_o
\bar{R}_o	Resistência de carga nominal da fonte de potência CA
R_p	Resistência de entrada do circuito pré-amplificador
s	Variável complexa
$\cdot(s)$	Transformada de Laplace de uma função ou variável
\hat{S}_{corpo}	Sensibilidade estimada do canal do corpo de prova
\hat{S}_{mesa}	Sensibilidade estimada do canal da mesa de vibração
S_{qa}	Sensibilidade em carga de um acelerômetro piezoelétrico
S_{va}	Sensibilidade em tensão de um acelerômetro piezoelétrico
$S_{va(aberto)}$	Sensibilidade em tensão de um acelerômetro piezoelétrico quando não conectado a cabo de interface
T	Tempo de discretização
u	Lei de controle

W_m	Função de transferência do modelo de referência
x	Deslocamento da mesa de vibração
y	Saída da planta
y_m	Saída do modelo de referência
$\cdot(z)$	Transformada Z de uma função ou variável
Z_o	Polinômio mônico de grau m_p de G_o
$ \cdot $	Módulo de uma variável
$\ \cdot\ $	Norma euclidiana de uma variável

1 INTRODUÇÃO

Testes de vibração mecânica são usualmente realizados para estudo dos efeitos de vibrações e avaliação de propriedades físicas de materiais e estruturas. Historicamente, a maioria das técnicas modernas empregadas na realização desses ensaios foi desenvolvida a partir do início da Segunda Guerra Mundial, sobretudo devido ao crescente interesse pelo desenvolvimento de peças e equipamentos capazes de suportar o ambiente de serviço em aeronaves. Problemas foram detectados não apenas com falhas mecânicas estruturais, mas também com a sofisticada instrumentação eletrônica/eletromecânica e os sistemas de controle, cujo desempenho e confiabilidade eram sensíveis à vibração encontrada em serviço. Dificuldades relacionadas à predição teórica da resposta de um equipamento a vibrações também contribuíram para o aperfeiçoamento dos materiais e métodos utilizados (Broch [1]).

Atualmente, além da indústria aeroespacial, testes de vibração são aplicados nas mais diversas áreas, como indústria automobilística, construção, eletrônica, máquinas-ferramenta, empacotamento e indústria naval. Os usos mais frequentes são em controle de produção, testes de resposta em frequência/desempenho dinâmico, ensaios ambientais e manutenção preditiva. Quanto aos tipos, os mais comuns são o senoidal de frequência fixa ou com varredura, o randômico de banda larga ou estreita e os testes de força (Harris [2]).

Ambientes para ensaios de vibrações normalmente incluem máquina de vibração (vibrador), equipamento para suprimento de energia e sistema de controle e monitoramento de aceleração. Vibradores eletrodinâmicos, em especial, são convencionalmente supridos por fontes de potência CA lineares com controle de tensão e frequência. Esse esquema, no entanto, resulta em baixa eficiência e peso e volume elevados. Segundo Chen *et al* [3], o uso de fontes de potência com conversores à base de comutação substituindo os tipos lineares minimiza essas desvantagens, mas exige sistemas de controle mais sofisticados capazes de reduzir os efeitos de componentes harmônicas no desempenho da vibração.

Em [3], uma investigação apurada indicou a existência de uma forte dependência dos parâmetros elétricos da armadura da máquina de vibração eletrodinâmica com a frequência. Tal comportamento resulta diretamente da ampla faixa de variação da frequência de excitação (tipicamente, 5 – 2000 Hz). Adicionalmente, parâmetros mecânicos também mudam de acordo com o objeto ensaiado, especialmente a massa.

Variações paramétricas combinadas a ressonâncias do elemento móvel tornam pouco usual a operação de um vibrador eletrodinâmico em malha aberta. Após a execução de pelo menos um ensaio em malha fechada, é possível realizar testes repetitivos utilizando objetos semelhantes ou idênticos. Essa abordagem, entretanto, normalmente não é utilizada, pois mesmo objetos idênticos podem apresentar comportamentos distintos. Além disso, se a variável de saída não é aceleração, mas deslocamento ou velocidade, há um novo grau de complexidade envolvendo não-linearidades relacionadas à suspensão da máquina.

Controladores de máquinas de vibração eletrodinâmicas variam ampla-

mente em nível de sofisticação. O tipo mais simples consiste em o operador ler e avaliar o sinal de realimentação e ajustar a tensão ou corrente de saída do amplificador de forma correspondente. Esse sistema pode ser tão simples quanto um gerador de formas de onda senoidal e um medidor de aceleração. Basta apenas que o operador compense manualmente o ganho em função da frequência de acordo com as especificações do ensaio.

Sistemas mais complexos possibilitam controle automático programável dos níveis de vibração e varredura em frequência. A literatura especializada, contudo, reporta apenas dois trabalhos envolvendo controle de aceleração de vibradores eletrodinâmicos supridos por fontes de potência com comutação. Em [3], um inversor de tensão PWM controlado em corrente foi projetado e implementado para atuar em um esquema de controle analógico capaz de ajustar a amplitude e a forma de onda de aceleração. Esse esquema, além de utilizar realimentação da variável controlada, faz uso de um controlador *feedforward* e de um controlador *feedforward* robusto. Liaw *et al* [4] propuseram técnica semelhante para controle de ensaios com vibração randômica. Resultados experimentais indicam bom desempenho no controle de corrente e aceleração. Entretanto, são soluções não totalmente insensíveis às variações paramétricas existentes na planta, além de que medições com cargas não superiores a 0,3 kg foram fornecidas sem informar a máxima capacidade de operação da máquina de vibração em termos de massa do objeto ensaiado.

Esse contexto sugere a aplicação de um esquema de controle adaptativo robusto capaz de garantir boa resposta no rastreamento da aceleração de referência e robustez em malha fechada apesar das variações paramétricas da planta, dos efeitos de vibrações harmônicas introduzidos pela fonte de potência com comutação e/ou imperfeições da mesa de vibração e das ressonâncias

do objeto ensaiado. Controladores adaptativos robustos por modelo de referência têm sido aplicados satisfatoriamente na regulação de tensão de fontes ininterruptas de energia (UPS) e fontes de potência CA com comutação (Carati [5] e Carati *et al* [6, 7]). Uma fonte monofásica capaz de gerar formas de onda senoidais com ampla faixa de ajuste de amplitude e frequência foi apresentada em [6]. O esquema é baseado em um inversor de tensão com modulação por largura de pulso controlado por computador utilizando estratégia RMRAC. Stefanello e Carati [8] utilizaram técnica semelhante para controle da tensão de suprimento de uma máquina de vibração eletrodinâmica. Resultados experimentais indicam que o sistema proposto é potencialmente capaz de controlar vibrações senoidais através da adição de uma malha de controle de aceleração. Nesse caso, diferentemente de [3], a tensão de entrada do vibrador eletrodinâmico é usada para regular a aceleração.

Tais considerações permitem definir o objetivo principal do presente trabalho: desenvolver um novo tipo de controlador digital de aceleração para ensaios com vibrações senoidais em máquinas de vibração eletrodinâmicas supridas por fontes de potência CA com comutação. Como exemplo de aplicação, o sistema é projetado para atender às especificações dos testes senoidal e de busca de ressonância da norma ANSI/ASAE EP455 [9]. Adicionalmente a esse tema, inclui-se também o projeto e a implementação da instrumentação utilizada para realimentar a aceleração da máquina.

O capítulo II apresenta um estudo sobre máquinas de vibração eletrodinâmicas supridas por fontes de potência CA com comutação. A descrição do sistema proposto bem como estimação do seu modelo dinâmico são discutidas detalhadamente nesse capítulo. O capítulo III trata do desenvolvimento da instrumentação utilizada na realização dos ensaios de vibrações. É feito um

estudo minucioso das principais técnicas utilizadas em medições de vibrações e o projeto, simulação, implementação e testes experimentais da solução proposta. O sistema de controle de tensão e aceleração é descrito detalhadamente no capítulo IV. Resultados experimentais referentes às malhas de controle de tensão da fonte de potência CA e de aceleração da máquina de vibração eletrodinâmica são apresentados no capítulo V. Ao capítulo final correspondem as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

2 MÁQUINAS DE VIBRAÇÃO ELETRODINÂMICAS SUPRIDAS POR FONTES DE POTÊNCIA CA: MODELO DINÂMICO

2.1 Máquinas de vibração

O elemento fundamental em qualquer sistema para ensaios de vibrações é o vibrador ou máquina de vibração. Sua finalidade principal consiste em submeter o objeto a ser testado (corpo de prova) a movimentos mecânicos pré-definidos. Dispositivos hidráulicos ou eletrodinâmicos são comumente utilizados na realização desses ensaios, sendo a escolha função da região útil de operação de cada técnica (figura 1). Baixas frequências (tipicamente 0 Hz a 20 Hz), onde grandes deslocamentos são necessários, requerem o uso de vibradores hidráulicos. Em frequências acima de 10 Hz, o emprego de máquinas de vibração eletrodinâmicas está consolidado [1].

Máquinas de vibração eletrodinâmicas têm seu nome derivado do método de geração da força que causa o movimento da mesa. Essa força é produzida eletrodinamicamente pela interação entre a corrente elétrica CA do enrolamento da armadura e o campo magnético CC que circula pelo núcleo da má-

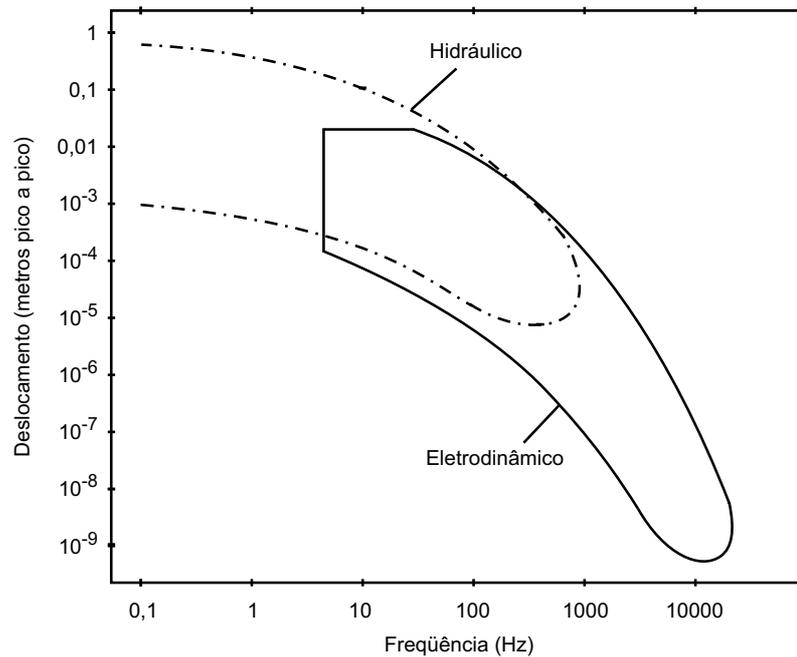


Figura 1: Regiões de operação úteis de máquinas de vibração hidráulicas e eletrodinâmicas (Fonte: [1]).

quina (figura 2). Estruturalmente, a mesa é conectada ao enrolamento móvel, o qual é posicionado de maneira concêntrica ao entreferro do circuito magnético CC. O conjunto enrolamento móvel-mesa de vibração é usualmente referenciado como *armadura*, enquanto que o circuito magnético forma o chamado *corpo* da máquina de vibração. Normalmente, o corpo é energizado por dois enrolamentos que produzem um campo magnético orientado de forma radial com relação ao entreferro e perpendicular à direção do fluxo da corrente elétrica do enrolamento da armadura. Alternativamente, para forças não superiores a 200 N, é comum o uso de ímãs permanentes. A força gerada no enrolamento da armadura tem a mesma direção do eixo central desse enrolamento, sendo perpendicular à superfície da mesa de vibração e à direção da corrente da armadura e às linhas de campo magnético do entreferro.

A armadura é sustentada pelo corpo da máquina através de molas, permi-

tindo movimento linear da mesa com relação à sua superfície. Movimentos em outras direções são evitados por meio de retentores rígidos. O corpo da máquina é suportado por uma base que permite a rotação do vibrador em torno do seu centro, possibilitando modificar a orientação da mesa de vibração. A base costuma incluir também um suporte elástico capaz de garantir isolamento entre o corpo da máquina e o piso de sustentação.

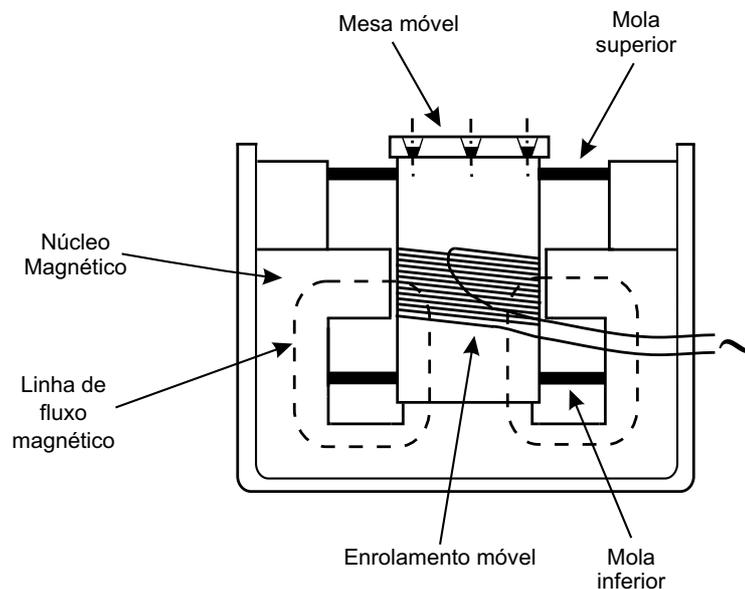


Figura 2: Construção básica de uma máquina de vibração eletrodinâmica.

2.2 Características das máquinas de vibração eletrodinâmicas

Para garantir movimento translatório uniaxial da mesa e assegurar níveis elevados de força e aceleração adequados às especificações das normas de ensaios de vibrações, condições severas são impostas no projeto de um vibrador eletrodinâmico. Inevitavelmente, o efeito da massa, molas e amortecimento do sistema móvel dão a cada vibrador sua própria resposta em frequência. Particularmente, diferentes regiões da resposta são dominadas pela rigidez das

molhas, pela massa do conjunto armadura-corpo de prova e pela ressonância do próprio elemento móvel, sobretudo em frequências elevadas. Essas regiões podem ser vistas claramente a partir da curva de aceleração medida em uma máquina de vibração típica quando a amplitude da corrente da armadura é mantida constante durante uma varredura em frequência (figura 3(a)).

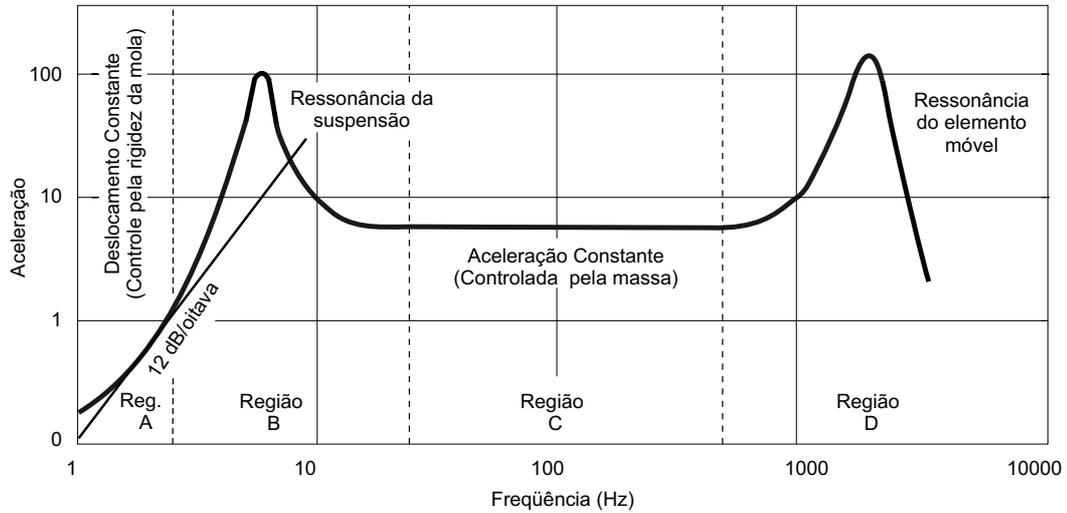
Muitos amplificadores de potência operam como fontes de tensão com amplitude constante. Em uma máquina de vibração eletrodinâmica suprida por uma fonte de tensão, a característica de resposta em aceleração depende, além dos parâmetros mecânicos, da impedância do enrolamento da armadura. Para uma máquina típica com baixa impedância e amortecimento adequado suprida com tensão constante, a ressonância de suspensão é significativamente eliminada devido ao amortecimento introduzido pela baixa impedância de saída do amplificador de potência: a força contra-eletromotriz gerada no enrolamento da armadura é curto-circuitada pelo amplificador. Uma vez que a força contra-eletromotriz é proporcional à velocidade, a curva de resposta em frequência da armadura será limitada na região dominada pela constante da mola (figura 3(b)).

Acima da frequência de ressonância da mola, a aceleração a é limitada pela força f_o e massa m_o da armadura e pela massa m_c do corpo de prova:

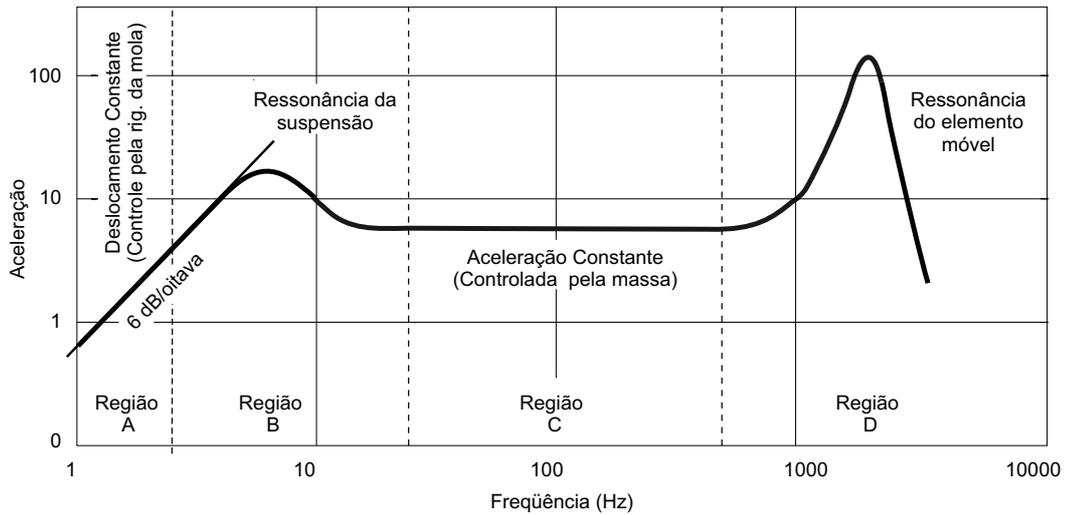
$$a = \frac{f_o}{m_o + m_c} \quad (2.1)$$

A força nominal de uma máquina de vibração, também conhecida como *força de crista*, é dependente da máxima capacidade de corrente do enrolamento da armadura, isto é:

$$f_o = Bli_o \quad (2.2)$$



(a)



(b)

Figura 3: Característica de aceleração idealizada de um vibrador eletrodinâmico plotada como função da frequência. (a) Fonte de corrente. (b) Fonte de tensão (Fonte: [1]).

onde B é a densidade de fluxo magnético, l é o comprimento efetivo do enrolamento da armadura e i_o é a corrente da armadura. O produto $Bl \triangleq \Gamma$ é fixo para cada projeto. Sua relevância se reflete também na geração da força contra-eletromotriz f_{cem} oriunda do movimento da armadura no interior do campo magnético:

$$f_{cem} = Blv \quad (2.3)$$

sendo $v = dx/dt$ a velocidade da mesa de vibração e x o deslocamento da armadura.

Em se tratando de uma fonte de tensão com amplitude constante, é visto que a ressonância da mola é amplamente limitada em velocidade. O desempenho em baixa frequência é igualmente restrito pela máxima excursão física disponível para o deslocamento da armadura, sendo comum o uso de batentes que permitem máxima excursão da mesa sem danos permanentes.

O diagrama ilustrado na figura 4 mostra os limites de operação de uma máquina de vibração eletrodinâmica com restrições impostas em deslocamento, velocidade e aceleração para diferentes condições de massa do objeto a ser ensaiado. Nota-se que, em baixas frequências, a operação é limitada significativamente em deslocamento e velocidade.

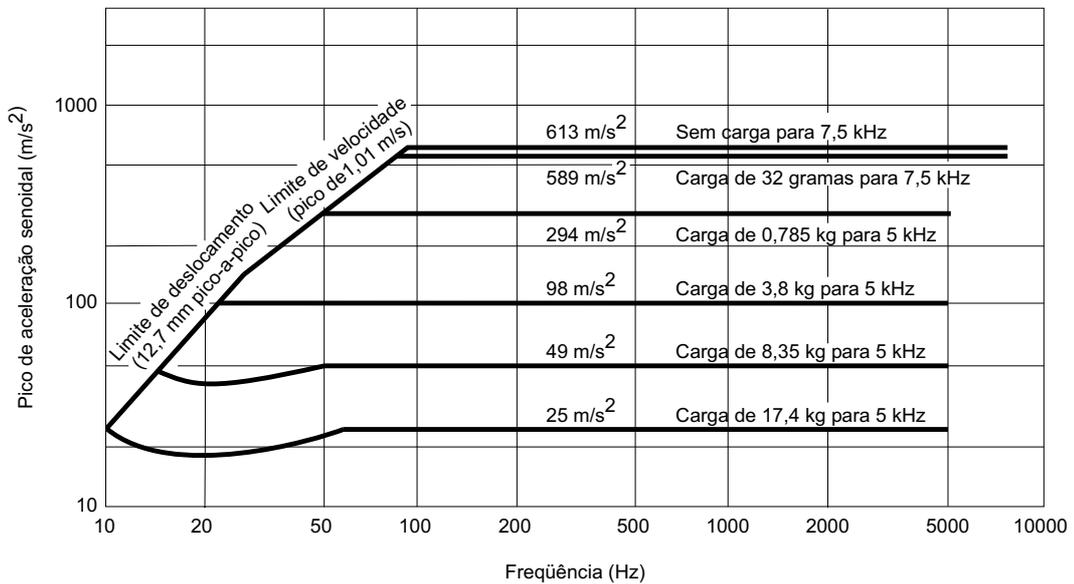


Figura 4: Diagrama dos limites de operação de uma máquina de vibração eletrodinâmica com restrições impostas em deslocamento, velocidade e aceleração (Fonte: [1]).

2.3 Configuração do sistema para ensaios de vibrações

O diagrama esquemático do sistema proposto para a realização de ensaios de vibrações utilizando máquina eletrodinâmica e fonte de potência CA com comutação é mostrado na figura 5. Ele consiste de um inversor de tensão PWM monofásico controlado em tensão, um filtro LC de saída e um vibrador eletrodinâmico. A estratégia de controle é executada em uma plataforma PC-compatível e se baseia na interação entre duas malhas de controle: uma para a regulação de aceleração e outra para controle da tensão de saída da fonte de potência CA. A malha de aceleração gera a referência de tensão v_o^* para a malha de controle da fonte de potência. Apenas duas variáveis, a tensão de saída v_o e a aceleração da mesa de vibração a , são medidas.

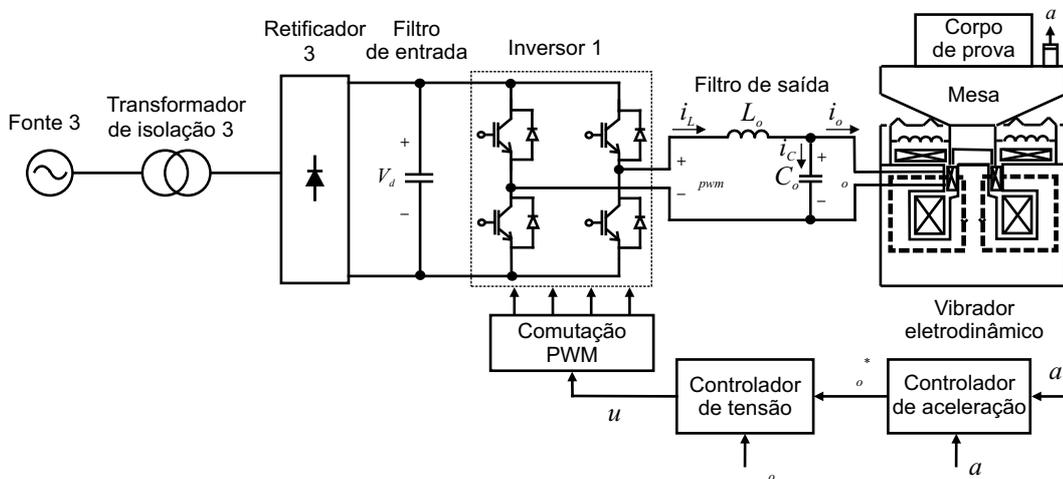


Figura 5: Máquina de vibração eletrodinâmica suprida por fonte de potência CA.

Um circuito auxiliar é utilizado para reduzir a corrente de carga inicial do banco de capacitores do barramento CC, protegendo os dispositivos semicondutores do retificador de entrada. Um transformador trifásico de 3 kVA é usado para isolar o sistema e a rede elétrica de alimentação. O inversor PWM

em ponte completa (modelo SK30GB123 fabricado por Semikron), potência nominal igual a 3 kVA, utiliza transistores IGBT com comutação em 12 kHz. O filtro LC reduz o conteúdo harmônico da tensão de saída da fonte de potência CA. Uma placa de interface multifunção é utilizada para comunicação entre o microprocessador e o circuito de acionamento do inversor PWM, incluindo dois conversores analógico-digital de 12 bits, três contadores de 16 bits para sincronização e três geradores de sinais PWM. Na plataforma de controle, um programa em linguagem Borland C adquire as variáveis externas e computa a lei de controle. O sinal de comando u é convertido em largura de pulso e aplicado ao circuito de acionamento do módulo inversor através da placa multifunção. Com essa configuração, é possível gerar formas de onda senoidais ou senoidais com harmônicas entre 10 Hz e 1 kHz e com amplitude máxima igual a 180 V [10, 11].

A máquina de vibração utilizada corresponde ao modelo ST 5000/300 fabricado por TIRA. Originalmente suprida por uma fonte de tensão linear, tem capacidade de operação entre 20 Hz e 5000 Hz. Outras especificações técnicas são apresentadas na tabela 1 [12].

Tabela 1: Especificações técnicas do vibrador eletrodinâmico modelo ST 5000/300.

Especificação	Valor
Zona de frequência	20 a 5000 Hz
Força de crista	300 kp (≈ 2940 N)
Massa do sistema móvel	8,5 kg
Massa do objeto a ser ensaiado	60 kg
Zona de amplitudes	0 a ± 6 mm
Potência nominal	1 kVA
Tensão nominal	110 V

2.4 Modelo dinâmico

Considerando o comportamento mecânico da máquina de vibração eletrodinâmica aproximadamente representado por um sistema massa-mola (figura 6) e admitindo que a densidade de fluxo magnético no entreferro é constante, as equações elétricas e mecânicas que governam o sistema podem ser escritas como:

$$v_{pwm} = L_o \frac{di_L}{dt} + v_o \quad (2.4)$$

$$v_o = L \frac{di_o}{dt} + Ri_o + f_{cem} \quad (2.5)$$

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = i_c = i_L - i_o \quad (2.6)$$

$$f_o = \Gamma i_o = m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx \quad (2.7)$$

$$f_{cem} = \Gamma v \quad (2.8)$$

$$a = d^2x/dt^2 = dv/dt \quad (2.9)$$

onde v_{pwm} é a tensão de saída do inversor PWM, i_L é a corrente no indutor do filtro de saída, L_o é a indutância do filtro de saída, i_c é a corrente no capacitor do filtro de saída, C_o é a capacitância do filtro de saída, v_o é a tensão no capacitor C_o , L é a indutância do enrolamento da armadura, R é a resistência do enrolamento da armadura, m é a massa do conjunto armadura-corpo de prova, c é o coeficiente de amortecimento e k é a constante da mola.

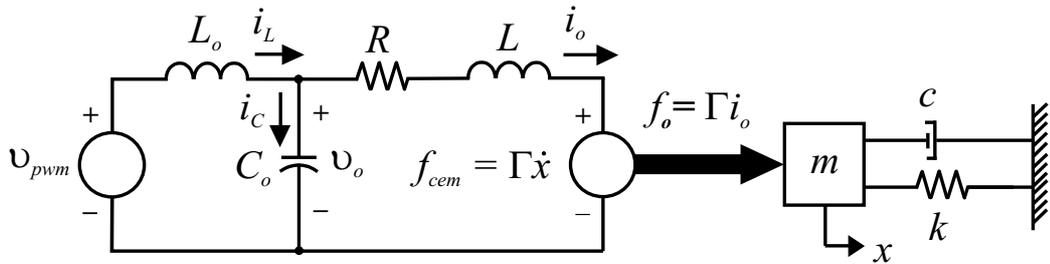


Figura 6: Sistema eletromecânico equivalente.

O conhecimento dos parâmetros elétricos e mecânicos do modelo dinâmico é de fundamental importância para o projeto e a análise do controlador de aceleração. Conforme [10], a indutância L_o e a capacitância C_o da fonte de potência CA valem, respectivamente, $470 \mu\text{H}$ e $15 \mu\text{F}$. Para o vibrador eletrodinâmico [12], apenas a massa m_o é conhecida ($8,5 \text{ kg}$), o que torna necessária a realização de ensaios que permitam estimar adequadamente L , R , Γ , c e k .

2.5 Estimação de parâmetros do modelo dinâmico

Os parâmetros elétricos e mecânicos da máquina de vibração podem ser estimados segundo método desenvolvido em [3]. Como consequência da ampla faixa de variação de frequência, é mostrado que a resistência R e a indutância L da armadura são extremamente dependentes da frequência de operação da máquina. Parâmetros mecânicos também mudam de acordo com o objeto ensaiado, particularmente a massa m do conjunto armadura-corpo de prova ($8,5 - 68,5 \text{ kg}$ para o modelo ST 5000/300).

2.5.1 Estimação de parâmetros mecânicos

Com base nas equações 2.7 e 2.9 do modelo dinâmico do sistema, a função de transferência $H_{IA}(s)$ de i_o para a pode ser expressa como

$$H_{IA}(s) \triangleq \frac{a(s)}{i_o(s)} = \frac{\Gamma s^2}{ms^2 + cs + k} \quad (2.10)$$

Na frequência de ressonância ω_o , $H_{IA}(s)$ se torna

$$H_{IA}(j\omega_o) = \frac{j\omega_o\Gamma}{c}, \quad \omega_o = \sqrt{k/m} \quad (2.11)$$

Em altas frequências, a equação 2.10 pode ser aproximada por

$$H_{IA}(j\omega) = H_{IA}(\infty) = \frac{\Gamma}{m}, \quad \omega \gg \omega_o \quad (2.12)$$

Desde que a massa $m = m_o + m_c$ possua valor conhecido, os parâmetros k , Γ e c podem ser estimados sistematicamente como segue:

Passo 1: Variando a frequência da tensão de suprimento da máquina de vibração eletrodinâmica e medindo i_o e a , $|H_{IA}(s)|$ é determinado experimentalmente (figura 7). Desse resultado, obtém-se a frequência angular de ressonância como sendo $\omega_o = 2 \times \pi \times 20$. Da equação 2.11, determina-se a constante k da mola

$$k = \omega_o^2 m = 326881 \quad N/m \quad (2.13)$$

Passo 2: Com o valor de $|H_{IA}(\infty)|$ e $m = (8,5 + 12,2)kg$, Γ é obtido de 2.12

$$\Gamma = m|H_{IA}(\infty)| = 249,07 \quad N/A \quad (2.14)$$

Passo 3: Utilizando o valor do pico de ressonância de $|H_{IA}(s)|$ e a estimação de Γ , o parâmetro c é calculado a partir de 2.11

$$c = \omega_o \Gamma / |H_{IA}(j\omega_o)| = 1342,98 \quad N/ms^{-1} \quad (2.15)$$

Para comparação, a resposta em frequência do modelo estimado da máquina de vibração é plotada na figura 7. É possível admitir que, entre 20 Hz e 1 kHz, os parâmetros mecânicos do vibrador são independentes da frequência, mas a massa m é variável de acordo com o objeto ensaiado.

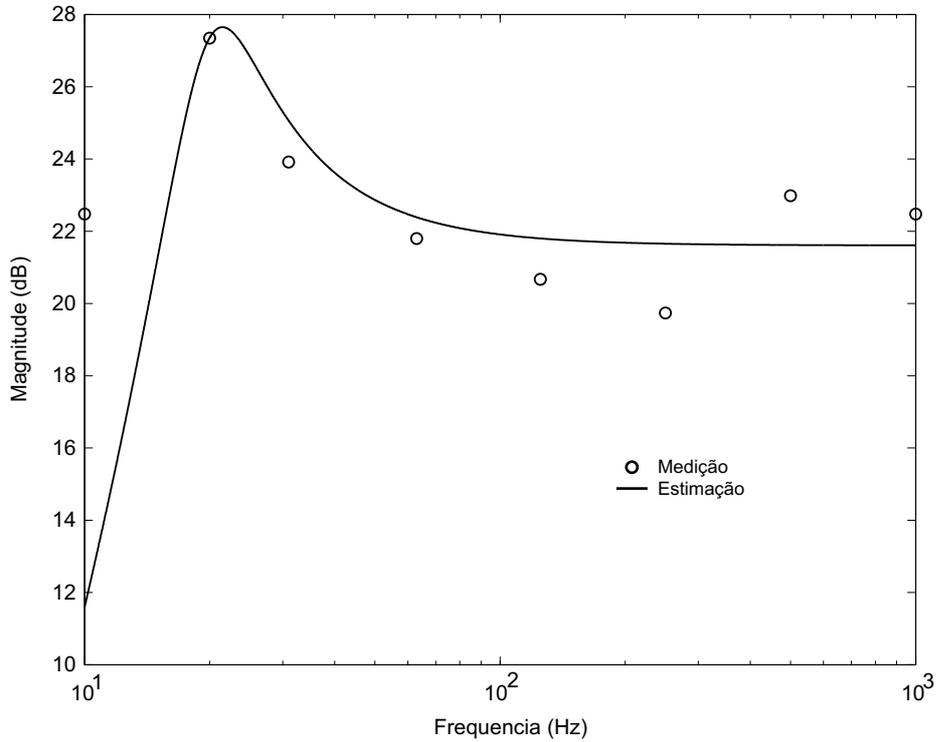


Figura 7: Medição e estimação de $|H_{IA}(j\omega)|$.

2.5.2 Estimação de parâmetros elétricos da armadura

Com o enrolamento de excitação da máquina desligado, a força contraeletromotriz f_{cem} é anulada (isto é, $v = 0$) e os fasores de tensão e corrente da armadura relacionam-se segundo a equação $V_o = (R + j\omega L)I_o$. Dessa forma, R e L podem ser obtidos das medições de amplitude e fase de v_o e i_o em diferentes frequências. Valores medidos entre 10 Hz e 1 kHz são apresentados na figura 8. A dependência em frequência torna-se óbvia com esses resultados.

A variação da resistência elétrica e da indutância do enrolamento da armadura com a frequência são consequência do *efeito pelicular*: à medida que a frequência aumenta, a densidade de corrente no interior do condutor diminui, reduzindo sua seção transversal útil [13]. Uma vez que a resistência elétrica é inversamente proporcional a essa área e a indutância é diretamente proporci-

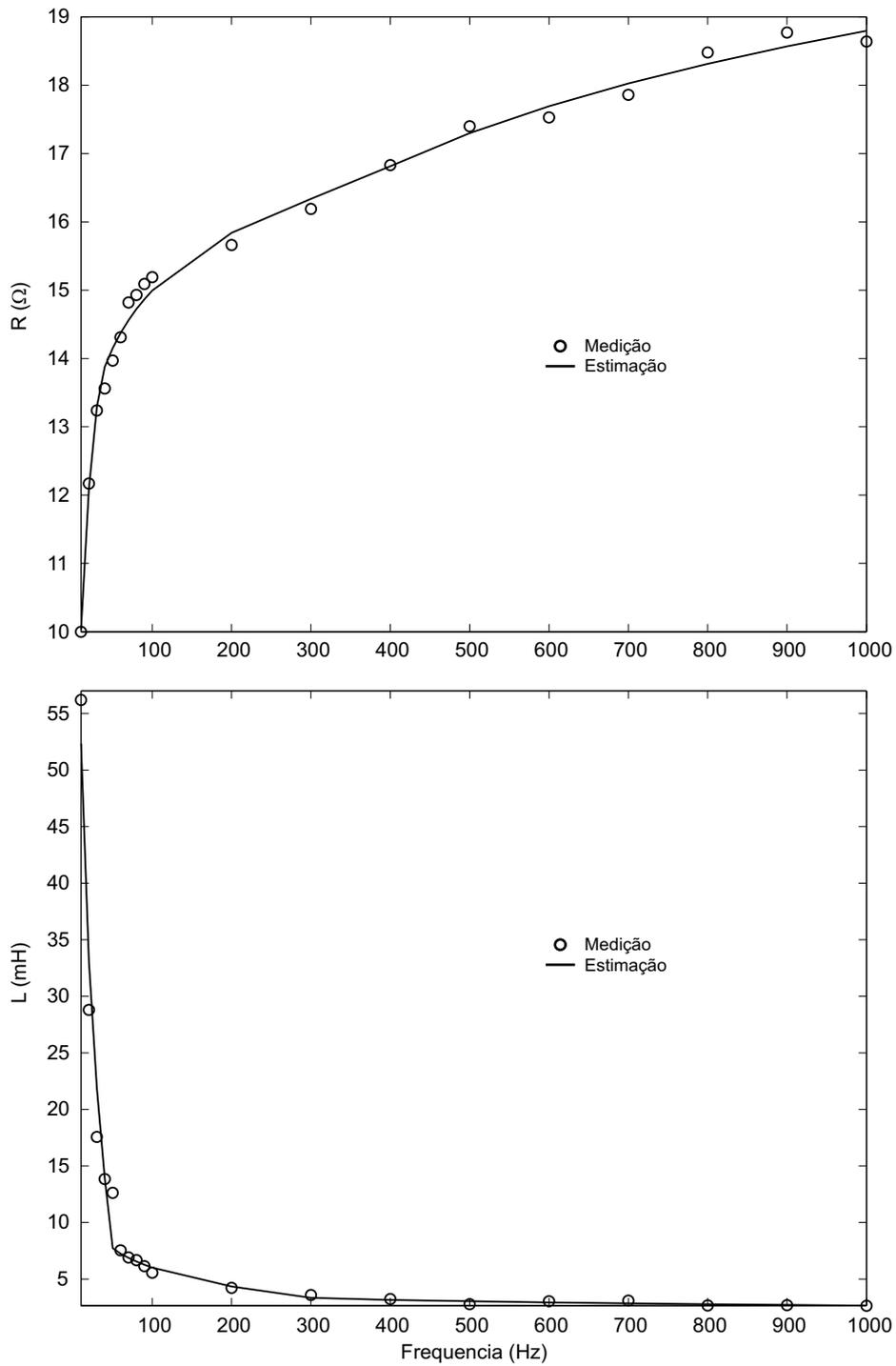


Figura 8: Medição e estimação de R e L .

onal [14], R aumenta com a frequência e L diminui.

Técnicas de ajuste de curvas permitem expressar R e L analiticamente

através das equações 2.16 e 2.17. Os resultados mostrados na figura 8 indicam que os valores estimados são muito próximos dos valores medidos.

$$\hat{R} = \begin{cases} 3,19 + 6,83 \log f, & 20 \leq f \leq 30 \\ 9,38 + 2,81 \log f, & 30 < f \leq 300 \\ 3,87 + 4,97 \log f, & 300 < f \leq 1000 \end{cases} \quad (\Omega) \quad (2.16)$$

$$\hat{L} = \begin{cases} 116,14 - 63,81 \log f, & 20 \leq f \leq 50 \\ 17,15 - 5,57 \log f, & 50 < f \leq 300 \\ 6,44 - 1,26 \log f, & 300 < f \leq 1000 \end{cases} \quad (\text{mH}) \quad (2.17)$$

3 INSTRUMENTAÇÃO PARA ENSAIOS DE VIBRAÇÃO

3.1 Considerações gerais sobre medição de vibrações

Estudos sobre vibrações consideram de interesse apenas três grandezas principais: deslocamento, velocidade e aceleração (pico ou eficaz). A relação entre essas quantidades é bastante simples: desconsiderando a diferença de fase, a velocidade em uma determinada frequência pode ser obtida dividindo a aceleração por um fator proporcional à frequência, enquanto o deslocamento pode ser determinado através da divisão da aceleração por um fator proporcional ao quadrado da frequência. Essa operação costuma ser realizada em instrumentos eletrônicos de medição por meio de um processo de integração. A relação entre as três grandezas como função da frequência é mostrada na figura 9.

Os primeiros sensores de vibração a produzir um sinal elétrico de saída em resposta a um movimento mecânico tinham sua sensibilidade relacionada à velocidade do movimento. Posteriormente, esses dispositivos foram substituídos por transdutores sensíveis à aceleração: os chamados acelerômetros. Tal mudança é justificada pelo tamanho físico reduzido e maior faixa dinâ-

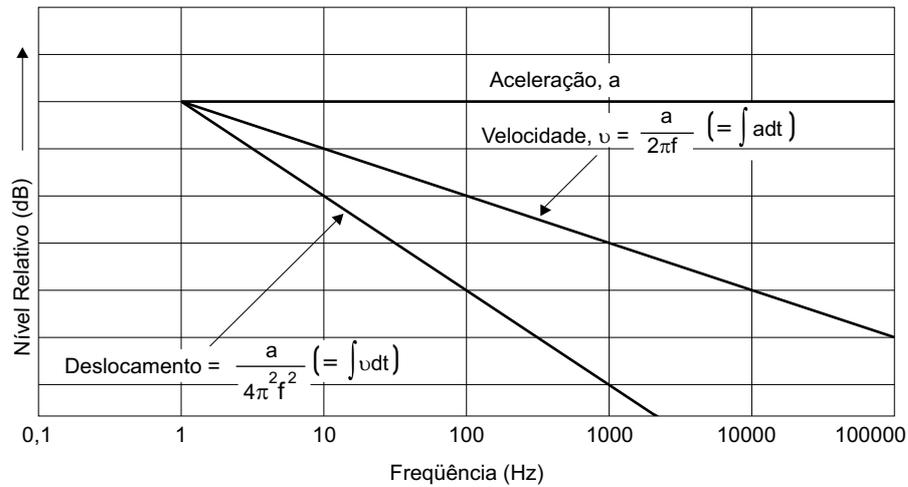


Figura 9: Integração e dupla integração da aceleração para obter velocidade e deslocamento.

mica dos sensores de aceleração (mesmo com o uso de integração). Dinâmica e faixa de frequência ampla constituem requisitos básicos em medições de vibração, particularmente para atender ao crescente interesse em vibrações de alta frequência. A fácil integração eletrônica de um sinal de aceleração para obtenção de velocidade e deslocamento também contribui para o uso mais frequente de acelerômetros, enquanto a diferenciação eletrônica de sinais provenientes de transdutores de velocidade e deslocamento é mais complexa e gera resultados menos confiáveis.

Teoricamente, é irrelevante a escolha de uma das três grandezas, aceleração, velocidade ou deslocamento, para medir vibração. Uma análise em frequência com banda estreita de um sinal de vibração em termos desses três parâmetros mostra as mesmas componentes, mas com diferentes taxas de subida (figura 9). Medições de deslocamento resultam em componentes de baixa frequência com maior influência, enquanto medições de aceleração dão maior peso às componentes de alta frequência. Essa diferença conduz a uma consideração prática que pode definir a escolha do parâmetro a ser medido: é

vantajoso selecionar a grandeza com espectro de frequência mais plano, pois leva a uma melhor utilização da faixa dinâmica da instrumentação de medida.

A natureza dos sistemas mecânicos é tal que deslocamentos consideráveis ocorrem apenas em baixas frequências. Por isso, medições de deslocamento são de valor limitado no estudo geral de vibrações mecânicas, ganhando importância como indicativo de desbalanceamento em máquinas com rotação, onde grandes deslocamentos usualmente ocorrem na frequência de rotação do eixo.

O valor eficaz da velocidade é normalmente utilizado para avaliar o efeito destrutivo da vibração, pois a energia envolvida está diretamente relacionada à velocidade.

Em frequências elevadas, o uso de medições de aceleração é preferível, uma vez que todas as componentes de alta frequência têm o mesmo peso (figura 9).

3.2 Equipamento para medição de vibrações

Sistemas típicos de medição digital de aceleração para controle de ensaios em máquinas de vibração costumam incluir, além dos acelerômetros, circuito para pré-amplificação e condicionamento de sinais, conversão analógico-digital e filtragem (figura 10). Pré-amplificadores são necessários para converter sinais muito fracos provenientes de sensores de alta impedância em sinais de tensão de baixa impedância, os quais são menos suscetíveis à influência de efeitos externos como ruído eletromagnético. O condicionamento de sinais é utilizado para limitar a banda passante do sinal, fornecer amplificação extra e, em alguns casos, integrar o sinal de aceleração, obtendo-se velocidade e/ou deslocamento. A conversão do sinal analógico em digital e a aplicação de um filtro passa-

banda centrado na frequência de vibração possibilita que apenas a componente fundamental da aceleração seja utilizada no processo digital de regulação.

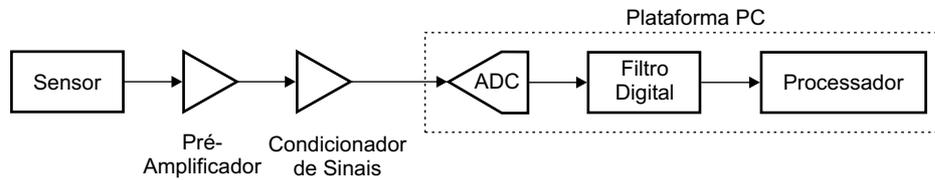


Figura 10: Sistema proposto para medição digital de aceleração.

3.3 Acelerômetros piezoelétricos

O acelerômetro é um transdutor eletromecânico que produz em seus terminais de saída uma tensão ou carga elétrica proporcional à aceleração a qual está submetido. Dispositivos piezoelétricos são considerados os melhores transdutores existentes para medição de vibrações, principalmente devido a propriedades como:

- operação em ampla faixa de frequência;
- excelente linearidade;
- medição de vibrações com grande exatidão mesmo sob condições ambientais adversas;
- não requerem o uso de fontes de potência externas (são dispositivos autogeradores);
- não possuem elementos móveis, o que aumenta a sua durabilidade;
- são extremamente compactos, possuindo grande relação sensibilidade/massa.

Acelerômetros piezoelétricos apresentam uma peculiaridade extremamente importante para medição de aceleração em sistemas de controle de ensaios de vibrações: resposta à *aceleração instantânea*. Com isso, é possível regular não apenas a magnitude como também a forma de onda da aceleração.

3.3.1 Operação de um acelerômetro

A figura 11 ilustra o modelo simplificado de um acelerômetro, onde apenas os componentes mecânicos são mostrados. O material piezoelétrico constitui o elemento ativo. Ele age como uma mola conectando a base do sensor à massa sísmica através de um núcleo central. Quando o acelerômetro é vibrado, uma força igual ao produto da massa pela aceleração do elemento sísmico age sobre o material piezoelétrico, produzindo uma carga elétrica proporcional à força. Uma vez que a massa sísmica é constante, a carga elétrica produzida é proporcional à aceleração. A massa sísmica acelera com a mesma amplitude e fase da base do acelerômetro em uma ampla faixa de frequência. Como consequência, a saída do acelerômetro é proporcional à aceleração de sua base e, portanto, à aceleração da superfície sobre a qual o sensor foi instalado.

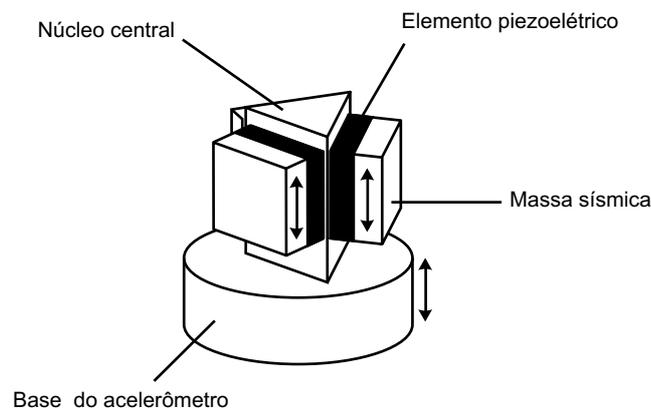


Figura 11: Diagrama esquemático de um acelerômetro piezoelétrico.

3.3.2 Resposta em frequência

Uma curva de resposta em frequência típica de um acelerômetro piezoelétrico é mostrada na figura 12. A tensão elétrica de saída medida em milivolts por unidade de aceleração gravitacional g é plotada como função da frequência (f_n denota a frequência de ressonância). Sendo o acelerômetro instalado adequadamente, o limite superior da faixa útil de frequência é tomado como $f_n/3$ para um desvio de 10% do valor médio da resposta em frequência. Considerando desvio igual a 5%, o limite superior é tomado como $f_n/5$. O tipo de montagem do sensor com relação à superfície submetida à medição pode influenciar significativamente o valor de f_n .

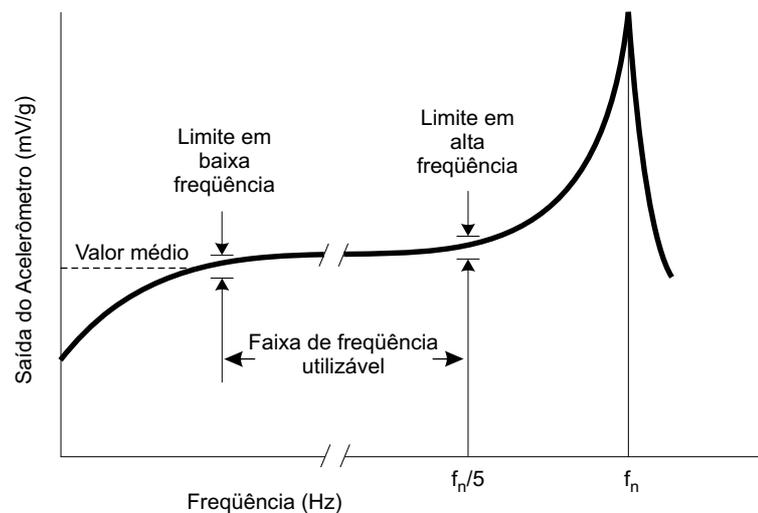


Figura 12: Resposta em frequência típica de um acelerômetro piezoelétrico.

Acelerômetros piezoelétricos não apresentam resposta CC. O elemento piezoelétrico produz carga somente quando submetido à ação de forças dinâmicas. O valor real do limite inferior da faixa útil de frequência é determinado pelo pré-amplificador conectado ao acelerômetro, uma vez que a taxa com que a carga elétrica é drenada depende das características do pré-amplificador.

3.3.3 Sensibilidade

O acelerômetro piezoelétrico pode ser considerado tanto uma fonte de carga quanto uma fonte de tensão. O elemento piezoelétrico age como um capacitor C_a em paralelo com uma resistência interna R_a de valor elevado, resistência essa que pode ser ignorada para fins práticos. O sensor pode ser tratado como uma fonte de carga ideal q_a em paralelo com C_a e com a capacitância do cabo de interface C_c ou como uma fonte de tensão ideal em série com C_a e carregado pela capacitância C_c (figura 13).

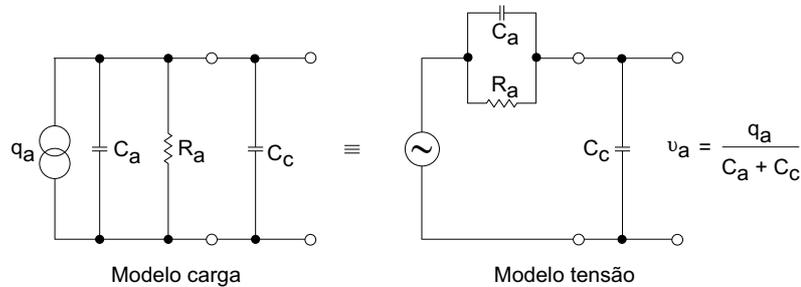


Figura 13: Circuito elétrico equivalente de um acelerômetro piezoelétrico com cabo de interface.

A sensibilidade em carga S_{q_a} de um acelerômetro é especificada em termos da carga (medida em pC) por unidade de aceleração (m/s^2):

$$S_{q_a} = \frac{pC}{m/s^2} = \frac{pC_{eficaz}}{(m/s^2)_{eficaz}} = \frac{pC_{pico}}{(m/s^2)_{pico}} = \frac{q_a}{a} \quad (3.1)$$

A sensibilidade em tensão S_{v_a} , por sua vez, é expressa em termos da tensão de saída (mV) por unidade de aceleração:

$$S_{v_a} = \frac{mV}{m/s^2} = \frac{mV_{eficaz}}{(m/s^2)_{eficaz}} = \frac{mV_{pico}}{(m/s^2)_{pico}} = \frac{v_a}{a} \quad (3.2)$$

É importante notar que a tensão produzida em um acelerômetro é dividida entre sua capacitância interna e a capacitância do cabo de interface. Como

conseqüência, mudanças no comprimento ou tipo de cabo alteram a sensibilidade em tensão, exigindo nova calibração.

Tanto S_{qa} quanto S_{va} são especificações técnicas de cada acelerômetro. Para a realização dos ensaios de vibrações, o sensor utilizado corresponde ao modelo 4370V fabricado por Brüel & Kjaer. Suas principais características são apresentadas na tabela 2 [15].

Tabela 2: Especificações técnicas do acelerômetro piezoelétrico modelo 4370V.

Especificação	Valor
Sensibilidade em carga	10 pC/ms ⁻²
Sensibilidade em tensão	8 mV/ms ⁻²
Resolução	Não disponível
Frequência de ressonância	16 kHz
Faixa de frequência	0,1 – 4800 Hz (10%)
Máxima sensibilidade transversal	4%
Capacitância	1200 pF
Resistência	20 GΩ

3.4 Pré-amplificador

O carregamento direto da saída de um acelerômetro piezoelétrico, mesmo por cargas com impedâncias relativamente altas ($M\Omega$), pode reduzir significativamente a sensibilidade do sensor bem como limitar sua resposta em frequência. Para eliminar esse efeito, o sinal de saída de um acelerômetro é usualmente aplicado à entrada de um circuito pré-amplificador com altíssima impedância de entrada ($G\Omega$) e baixa impedância de saída (Ω), o que permite a conexão de instrumentos de medida e análise com impedância relativamente mais baixa.

Além de exercer a importante função de converter impedância, muitos pré-amplificadores podem desempenhar também algumas das seguintes finalidades:

- casar a sensibilidade de entrada da instrumentação de medida com a sensibilidade de saída do acelerômetro;
- amplificar o sinal de vibração obtendo a sensibilidade global desejada para o sistema de medição e análise;
- integrar o sinal de aceleração para obter velocidade e/ou deslocamento;
- indicar sobrecarga na entrada ou saída do circuito pré-amplificador;
- filtrar o sinal de vibração rejeitando componentes indesejáveis.

Em se tratando de sensores piezoelétricos, existem, basicamente, duas configurações principais de circuitos pré-amplificadores:

- *Amplificadores modo carga:* produzem uma tensão de saída proporcional à carga de entrada (não amplificam carga);
- *Amplificadores modo tensão:* produzem uma tensão de saída proporcional à tensão de entrada.

Amplificadores modo carga são usados preferencialmente a amplificadores modo tensão. A característica principal que os distingue é a independência da sensibilidade global do sistema de medição com relação à capacitância do cabo de interface entre sensor e pré-amplificador. Quando um amplificador modo tensão é utilizado, mudanças no comprimento ou tipo de cabo exigem recalibração do sistema.

3.4.1 Pré-amplificadores modo carga

Consistem basicamente de um amplificador operacional com ganho elevado e um capacitor na malha de realimentação. O circuito equivalente de

um acelerômetro piezoelétrico conectado a um pré-amplificador modo carga é mostrado na figura 14, sendo q_a a carga elétrica gerada pelo elemento piezoelétrico (proporcional à aceleração), C_a a capacitância do acelerômetro, R_a a resistência do acelerômetro, C_c a capacitância do cabo e conectores de interface, R_c a resistência entre a malha de blindagem eletromagnética e o centro do cabo de interface, C_p a capacitância de entrada do circuito pré-amplificador, R_p a resistência de entrada do circuito pré-amplificador, C_f o capacitor de realimentação, R_f a resistência de realimentação, A o ganho do amplificador operacional e v_p a tensão de saída do circuito pré-amplificador.

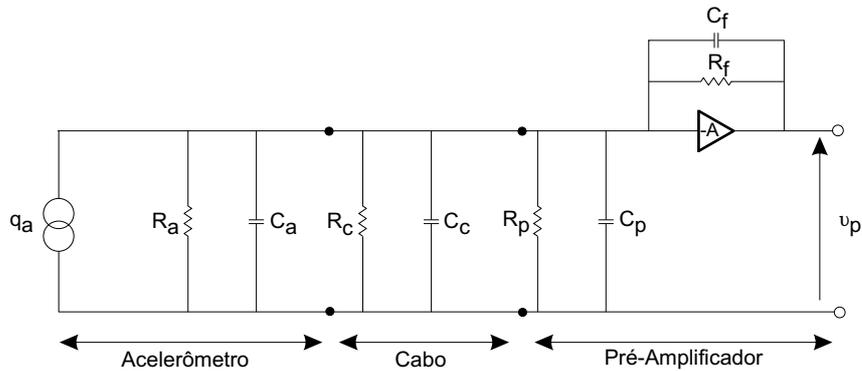


Figura 14: Circuito elétrico equivalente de um acelerômetro e cabo de interface conectados a um amplificador modo carga.

A configuração do amplificador operacional com capacitor na malha de realimentação opera como uma rede de integração da corrente de entrada. Essa corrente é resultado da carga gerada através do elemento piezoelétrico no interior do acelerômetro. O amplificador operacional tende a anular a corrente de entrada produzindo uma tensão de saída proporcional à carga, o que pode ser comprovado pela análise do circuito equivalente indicado na figura 15, onde

$$\frac{1}{R_t} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_p} \quad (3.3)$$

$$C_t = C_a + C_c + C_p$$

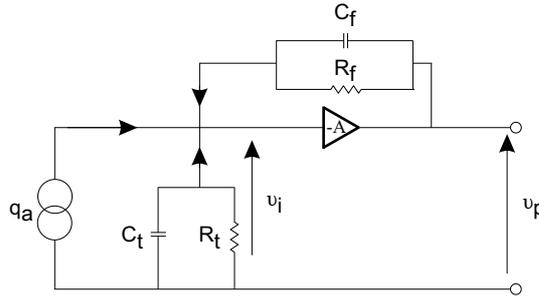


Figura 15: Circuito equivalente de um acelerômetro e cabo de interface conectados a um amplificador modo carga.

É possível demonstrar que a tensão de saída v_p do circuito pré-amplificador pode ser expressa como

$$v_p = - \frac{q_a}{\left(1 + \frac{1}{A}\right) \left(C_f + \frac{1}{j\omega R_f}\right) + \frac{1}{A} \left(C_t + \frac{1}{j\omega R_t}\right)} \quad (3.4)$$

Assumindo que A e R_f possuem valores extremamente elevados, a equação 3.4 pode ser reescrita da forma

$$v_p = - \frac{q_a}{C_f} \quad (3.5)$$

Essa relação mostra claramente a proporcionalidade que existe entre a tensão de saída e a carga de entrada do amplificador. O valor do capacitor C_f determina o ganho do circuito pré-amplificador.

Diferentemente do que ocorre em amplificadores modo tensão, a capacitância de entrada não possui efeito na tensão de saída de pré-amplificadores modo carga. Para o caso ideal em que o ganho do amplificador operacional é infinito ($A \rightarrow \infty$), a tensão de entrada é zero, isto é

$$v_i = - \frac{v_p}{A} = 0 \quad (3.6)$$

Como conseqüência, a resistência de entrada finita do pré-amplificador não

tem efeito sobre a tensão de saída. Isso significa que apenas as correntes do acelerômetro e do capacitor de realimentação fluem para a entrada do circuito pré-amplificador, possuindo igual magnitude, mas polaridades opostas, ou seja, toda carga gerada no sensor é transferida para o capacitor de realimentação.

Sendo R_f de valor finito, a equação 3.5 pode ser escrita de forma a incluir o seu efeito

$$v_p = -\frac{q_a}{C_f \left(1 + \frac{1}{j\omega R_f C_f}\right)} \quad (3.7)$$

de onde se conclui que a frequência de corte inferior de um pré-amplificador modo carga é determinada pela constante de tempo do circuito de realimentação, sendo independente do acelerômetro utilizado. Uma vez que a sensibilidade da combinação acelerômetro/pré-amplificador é controlada pela variação de C_f , a frequência de corte inferior é função do valor de R_f .

Considerando o modelo 4370V, cuja sensibilidade em carga é igual 10 pC/ms⁻², pode-se determinar o valor necessário do capacitor de realimentação para que a sensibilidade global do conjunto sensor/pré-amplificador (mV/ms⁻²) seja igual à sensibilidade do acelerômetro (8 mV/ms⁻²):

$$10\text{pC/ms}^{-2} \frac{1}{C_f} = 8\text{mV/ms}^{-2} \rightarrow C_f = 1250\text{pF}$$

Para uma frequência de corte inferior igual ao limite da faixa útil de frequência do sensor (0,1 Hz), calcula-se o resistor de realimentação:

$$\frac{1}{2\pi R_f C_f} = \frac{1}{2\pi R_f 1250\text{pF}} = 0,1\text{Hz} \rightarrow R_f \approx 1,27\text{G}\Omega$$

Resistências dessa ordem de grandeza dificultam a implementação de amplificadores modo carga utilizando componentes eletrônicos comuns. Capacito-

res com resistências parasitas inferiores a $1,27\text{ G}\Omega$, por exemplo, inviabilizam a medição de vibrações em baixa frequência. Alternativamente, pode-se reduzir a sensibilidade global do conjunto sensor/pré-amplificador, o que eleva o valor de C_f e reduz R_f . Entretanto, essa abordagem não costuma ser utilizada, pois provoca atenuação do sinal de saída do acelerômetro e dificulta a medição de vibrações com baixa amplitude. O aumento da frequência de corte inferior, por outro lado, tende a reduzir o valor de R_f , mas impede a medição de aceleração com ganho constante na banda de interesse.

Uma consulta apurada à bibliografia disponibilizada por fabricantes de acelerômetros e pré-amplificadores [1, 2, 16–26] demonstra que todos expõem sem restrições a teoria geral sobre amplificadores modo carga, mas não informam detalhes referentes à técnica de implementação de C_f e R_f . Por essa razão, enquanto se investiga o tipo mais adequado de capacitor bem como uma forma de se obter o valor necessário de R_f , amplificadores modo tensão serão utilizados na realização dos ensaios de vibrações.

3.4.2 Pré-amplificadores modo tensão

Amplificadores modo tensão detectam a tensão induzida na capacitância interna do acelerômetro e produzem uma tensão de saída proporcional a essa voltagem. São construtivamente mais simples do que amplificadores modo carga, mas apresentam sensibilidade dependente da capacitância total vista pelo sensor.

A figura 16 demonstra o circuito equivalente de um acelerômetro piezoelétrico conectado a um pré-amplificador modo tensão. Comparando esse circuito com o mostrado na figura 14, observa-se que são idênticos exceto pela configu-

ração do amplificador operacional, nesse caso conectado como buffer de tensão com ganho unitário. A alta impedância de entrada é representada por C_p e R_p (a nomenclatura é a mesma da figura 14).

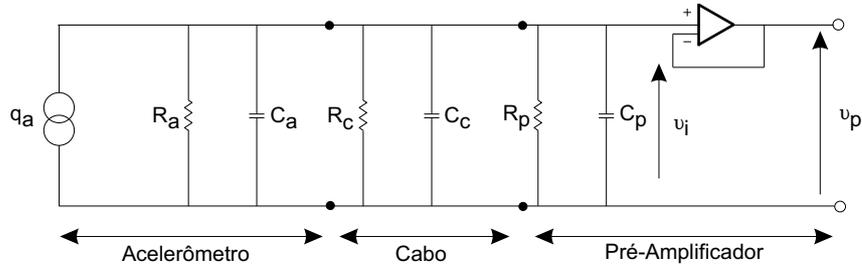


Figura 16: Circuito elétrico equivalente de um acelerômetro e cabo de interface conectados a um amplificador modo tensão.

A tensão v_a na saída de um acelerômetro quando não conectado a um cabo de interface e a um circuito pré-amplificador é dada por (vide seção 3.3.3)

$$v_a = \frac{q_a}{C_a} \quad (3.8)$$

sendo R_a uma resistência de valor muito elevado que pode ser ignorada. Com a conexão do cabo e do pré-amplificador, a tensão de entrada v_i pode ser escrita diretamente

$$v_i = \frac{q_a}{C_a + C_c + C_p} \quad (3.9)$$

sendo

$$v_p = v_i = v_a \frac{C_a}{C_a + C_c + C_p} \quad (3.10)$$

Essa relação pode ser expressa em termos da sensibilidade em carga S_{qa} (pc/ms^{-2}) e da sensibilidade em tensão S_{va} (mV/ms^{-2}):

$$S_{va} = \frac{S_{qa}}{C_a + C_c + C_p} = S_{va(aberto)} \frac{C_a}{C_a + C_c + C_p} \quad (3.11)$$

onde $S_{va(aberto)}$ é a sensibilidade em tensão quando o acelerômetro não está conectado ao cabo de interface e ao circuito pré-amplificador.

Uma vez que S_{qa} e C_a são parâmetros constantes em um acelerômetro, a sensibilidade em tensão S_{va} é dependente da capacitância C_c do cabo de interface. Essa situação é extremamente indesejável, pois requer que o acelerômetro conectado a um amplificador modo tensão utilize somente o cabo usado para calibração. Uma eventual substituição desse cabo exige nova calibração.

A capacitância do acelerômetro 4370V medida com um cabo coaxial padrão (modelo AO 0038, 1,2 m de comprimento e 106 pF/m) é igual a 1200 pF. Conhecendo-se a sensibilidade em carga e em tensão (10 pC/ms⁻² e 8 mV/ms⁻², respectivamente), pode-se determinar a capacitância total do cabo de interface e a capacitância interna do acelerômetro:

$$C_c = 106 \frac{pF}{m} 1,2m = 127,2pF$$

$$C_a = 1200pF - C_c = 1200pF - 127,2pF = 1072,8pF$$

Admitindo-se, entretanto, que 1,2 m não são suficientes para a realização dos ensaios de vibrações, mas que ao menos 3 m se fazem necessários, tem-se uma modificação substancial na sensibilidade do sensor:

$$C_c = 106 \frac{pF}{m} 3m = 318pF$$

$$S_{va} = \frac{S_{qa}}{C_a + C_c + C_p} = \frac{10pC/ms^{-2}}{1072,8pF + 318pF} \approx 7,2mV/ms^{-2}$$

Ou seja, a simples mudança no comprimento do cabo de interface reduz aproximadamente 10% o valor de S_{va} . A dependência da sensibilidade com a capacitância do cabo não é inconveniente apenas quando diferentes cabos são utilizados, mas implica também em uma redução significativa da relação sinal-ruído. Em cabos muito longos, apenas uma pequena fração da tensão gerada pelo acelerômetro quando não carregado aparece na entrada do circuito pré-

amplificador.

Diferentemente dos amplificadores modo carga, a frequência de corte inferior f_L de um amplificador modo tensão é dependente dos parâmetros elétricos do acelerômetro, do cabo de interface e da impedância de entrada do circuito pré-amplificador, isto é:

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_t C_t} \quad (3.12)$$

onde

$$\frac{1}{R_t} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_p} \quad (3.13)$$

$$C_t = C_a + C_c + C_p$$

Para garantir frequência de corte inferior suficientemente reduzida de modo que a operação do amplificador seja possível em frequências tão baixas quanto 1 Hz, o produto $R_t C_t$ deve ser elevado. Teoricamente, existem duas formas de se obter isso:

- fazendo a capacitância total C_t tão grande quanto possível: desde que C_a é um parâmetro constante em cada acelerômetro, C_c dever ser aumentado pela adição de mais cabo. Essa solução não é recomendável por reduzir a sensibilidade em tensão e diminuir a faixa dinâmica;
- utilizando amplificadores com alta impedância de entrada: essa é a abordagem comumente usada em amplificadores modo tensão. Entretanto, se a impedância for reduzida por alguma razão, haverá aumento da frequência de corte inferior. Isso acontece, por exemplo, quando há penetração de pó no conector do acelerômetro: a resistência parasita diminui provocando uma redução da impedância de entrada do circuito pré-amplificador.

3.5 Circuito para condicionamento de sinais

Para limitar a banda-passante e ajustar o ganho do sinal de saída do pré-amplificador (v_p), o condicionador de sinais mostrado na figura 17 é utilizado. Trata-se de um circuito bastante simples, mas capaz de conferir a v_p características que o tornam apto à conversão para a forma digital.

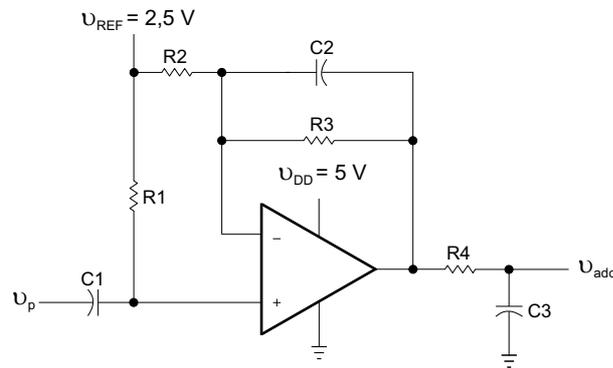


Figura 17: Circuito condicionador de sinais.

Diferentes métodos podem ser usados na determinação da função de transferência do condicionador de sinais. O mais simples consiste em aplicar análise CC/CA e fazer superposição dos resultados.

3.5.1 Análise CC

Na análise CC, os capacitores são considerados circuito aberto. Assumindo que a resistência R_1 é insignificante em comparação à impedância de entrada do amplificador operacional, v_{REF} aparece na entrada não inversora. Admitindo-se, ainda, que o conversor analógico-digital não impõe carregamento significativo ao circuito, pode-se negligenciar o divisor de tensão formado por R_4 e a entrada do conversor. Dessa forma, o modelo CC indicado na figura 18 é obtido.

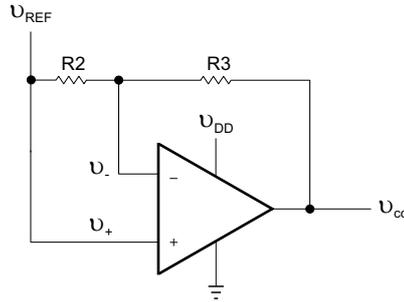


Figura 18: Circuito equivalente para análise CC.

A saída v_{cc-} do amplificador com relação à entrada inversora v_- é igual a

$$v_{cc-} = -v_{REF} \frac{R_3}{R_2} \quad (3.14)$$

e com relação à entrada não-inversora v_+

$$v_{cc+} = v_{REF} \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \quad (3.15)$$

Superpondo as saídas negativa v_{cc-} e positiva v_{cc+} , obtém-se

$$v_{cc} = v_{cc+} + v_{cc-} = v_{REF} \quad (3.16)$$

Assim, o nível de referência da saída do circuito condicionador de sinais é igual a v_{REF} . A resposta CA se sobrepõe a esse valor.

3.5.2 Análise CA

A análise CA pode ser facilmente realizada pela divisão do circuito condicionador em três partes. O modelo CA equivalente é mostrado na figura 19.

O capacitor C_1 e o resistor R_1 formam um filtro passivo passa-altas com

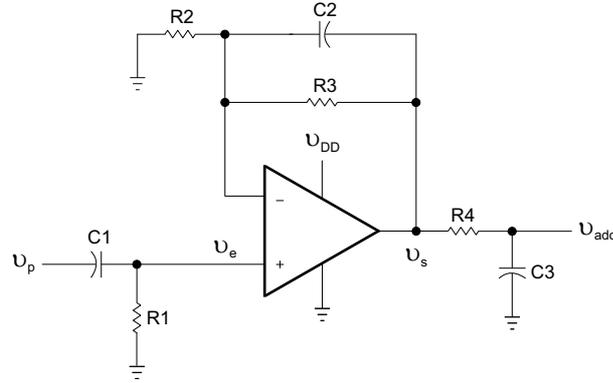


Figura 19: Circuito equivalente para análise CA.

função de transferência igual a:

$$H_1(s) = \frac{v_e(s)}{v_p(s)} = \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} \quad (3.17)$$

O ganho do amplificador não inversor é obtido resolvendo $H_2(s) = v_s/v_e$:

$$H_2(s) = \frac{v_s(s)}{v_e(s)} = 1 + \frac{R_3}{R_2} \left(\frac{1}{1 + sC_2R_3} \right) \quad (3.18)$$

Assumindo que a impedância de entrada do conversor analógico-digital é alta em comparação à impedância de C_3 e R_4 , obtém-se um filtro passivo passa-baixas:

$$H_3(s) = \frac{v_{adc}(s)}{v_s(s)} = \frac{1}{1 + sC_3R_4} \quad (3.19)$$

Combinado $H_1(s)$, $H_2(s)$ e $H_3(s)$, a função de transferência $H_{cond}(s)$ do circuito condicionador de sinais é determinada:

$$H_{cond}(s) = \frac{v_{adc}(s)}{v_p(s)} = \frac{sC_1R_1}{1 + sC_1R_1} \left[1 + \frac{R_3}{R_2} \left(\frac{1}{1 + sC_2R_3} \right) \right] \frac{1}{1 + sC_3R_4} \quad (3.20)$$

Admitindo que os pólos de $H_2(s)$ e $H_3(s)$ são idênticos, uma aproximação de $|H_{cond}(s) = v_{adc}(s)/v_p(s)|$ é mostrada na figura 20.

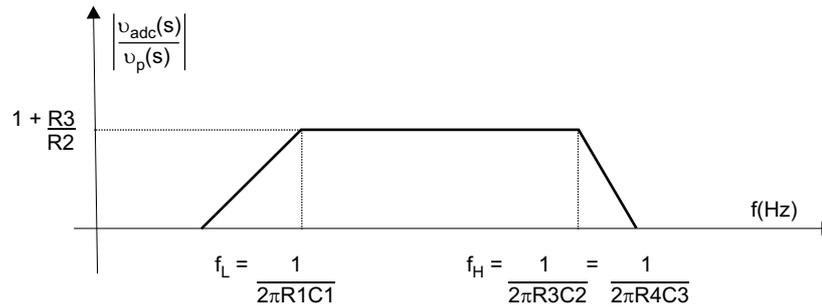


Figura 20: Ganho em função da frequência do circuito condicionador de sinais.

Da superposição das análises CC e CA, resulta a resposta completa do circuito condicionador de sinais na banda passante, isto é:

$$v_{adc}(t) = v_p(t)\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) + v_{REF} \quad (3.21)$$

3.5.3 Especificações para projeto

A norma ANSI/ASAE EP455 [9] recomenda a realização de ensaios de busca de ressonância combinados a ensaios senoidais ou randômicos. Os dois últimos necessitam de apenas um acelerômetro conectado à mesa de vibração para monitoramento e controle de aceleração. Ensaios de busca de ressonância, por outro lado, requerem a instalação de um segundo acelerômetro de massa reduzida junto ao corpo de prova, de forma que a comparação entre a aceleração da mesa e do objeto ensaiado permita identificar frequências de ressonância.

Na tabela 3 estão discriminadas as faixas de frequência e amplitudes máximas e mínimas de aceleração dos ensaios senoidais e de busca de ressonância. Para o projeto do circuito de condicionamento de sinais do acelerômetro conectado à mesa de vibração, deve-se observar as amplitudes máxima e mínima de aceleração e faixa de frequência dos ensaios randômico, senoidal e de busca de ressonância. Considerando somente os dois últimos, essas grandezas assumem os valores 91 m/s^2 , $2,96 \text{ m/s}^2$ e 10 Hz a 2 kHz , respectivamente.

Tabela 3: Especificações dos ensaios senoidal e de busca de ressonância segundo norma ANSI/ASAE EP455.

Ensaio	Frequência (Hz)	Amplitude (m/s ²)	
		Mín.	Máx.
Senoidal Nível 1	10 – 40	2,96	47
	40 – 2000	50	
Senoidal Nível 2	10 – 55	3	91
Busca de Ressonância	10 – 2000	Mesa = 55	
		Corpo de prova ≥ 55	

No ensaio de busca de ressonância, a mesa de vibração é submetida a uma aceleração senoidal de amplitude constante igual a 55 m/s². A frequência de vibração é variada continuamente entre 10 Hz e 2 kHz. Sempre que a aceleração eficaz do objeto ensaiado assumir um valor igual ou superior a cinco vezes a aceleração da mesa, um ponto de ressonância será identificado. Logo, admitindo-se vibração senoidal, pode-se projetar o circuito de condicionamento de sinais do acelerômetro conectado ao corpo de prova considerando amplitudes máxima e mínima iguais a 275 m/s² e 55 m/s², respectivamente.

3.5.4 Projeto

Circuitos para condicionamento de sinais de sensores piezoelétricos requerem amplificadores operacionais com características semelhantes ao modelo TLV2772 [20, 21]. Sua velocidade de resposta igual a 10,5 V/ms, produto ganho-banda passante de 5,1 MHz, alta impedância de entrada e baixo consumo o tornam ideal para esse tipo de aplicação. Adicionalmente, por se tratar de um amplificador tipo *rail-to-rail*, permite que o sinal de saída excursiona entre 0 e v_{DD} sem distorções.

O primeiro passo no projeto do circuito de condicionamento de sinais con-

siste em calcular o ganho H_{cond} do condicionador com base na sensibilidade S_{va} do conjunto sensor/pré-amplificador (mV/ms^{-2}), na amplitude máxima a_{max} de aceleração (ms^{-2}) e na faixa de variação do sinal de saída v_{adc} . Em se tratando de amplificadores tipo *rail-to-rail* e fazendo v_{REF} igual a $v_{DD}/2$, a saída do operacional TLV2772 é igual a v_{DD} quando a aceleração é máxima positiva e nula quando a aceleração é máxima negativa. Dessa forma, o ganho pode ser calculado pela equação

$$H_{cond} = \frac{v_{DD}}{2a_{max}S_{va}} \quad (3.22)$$

Com o valor de H_{cond} , os resistores R_2 e R_3 são projetados a partir da igualdade

$$H_{cond} = 1 + \frac{R_3}{R_2} \quad (3.23)$$

Estipulando-se a frequência de corte inferior f_L e um valor para o resistor R_1 , o capacitor C_1 é obtido:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f_L} \quad (3.24)$$

A frequência de corte superior f_H e o resistor R_3 determinam o valor de C_2 :

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_3 f_H} \quad (3.25)$$

A escolha de R_4 define C_3 :

$$C_3 = \frac{1}{2\pi R_4 f_H} \quad (3.26)$$

Para minimizar o deslocamento de fase na malha de realimentação devido à capacitância de entrada do amplificador operacional, a resistência de R_3 deve

ser reduzida. Sua escolha deve ser tal que o capacitor de realimentação C_2 não resulte num valor elevado.

A resolução Δa da instrumentação pode ser determinada segundo a sensibilidade do sensor/pré-amplificador (72 mV/g), a faixa de variação do sinal de saída do condicionador (5V), o ganho H_{cond} do circuito de condicionamento e a resolução do conversor analógico-digital (12 bits):

$$\Delta a \approx \frac{0,017g}{H_{cond}} \quad (3.27)$$

Quando comparada à resolução do acelerômetro, prevalece o maior valor. É essencial que a aceleração mínima a ser medida seja compatível com a resolução.

As especificações dos ensaios de vibrações permitem projetar o condicionamento de sinais considerando medição de aceleração na faixa $\pm 10g$ para o acelerômetro conectado à mesa de vibração e $\pm 30g$ para o acelerômetro conectado ao corpo de prova, com frequência de corte inferior e superior igual a 1 Hz e 10 kHz, respectivamente. Dessa forma, evita-se saturar o sinal de saída do amplificador operacional e garante-se ganho constante entre 10 Hz e 2 kHz.

3.5.5 Simulação em SPICE

As figuras 21 e 22 apresentam os resultados de simulação em SPICE dos circuitos de condicionamento de sinais dos acelerômetros conectados à mesa de vibração e ao corpo de prova. Os resultados foram obtidos empregando o modelo do amplificador operacional TLV2772. Nota-se que os ganhos são aproximadamente constantes entre 10 Hz e 2 kHz e similares aos valores de projeto (10,1 dB para o acelerômetro conectado à mesa de vibração e 0,6

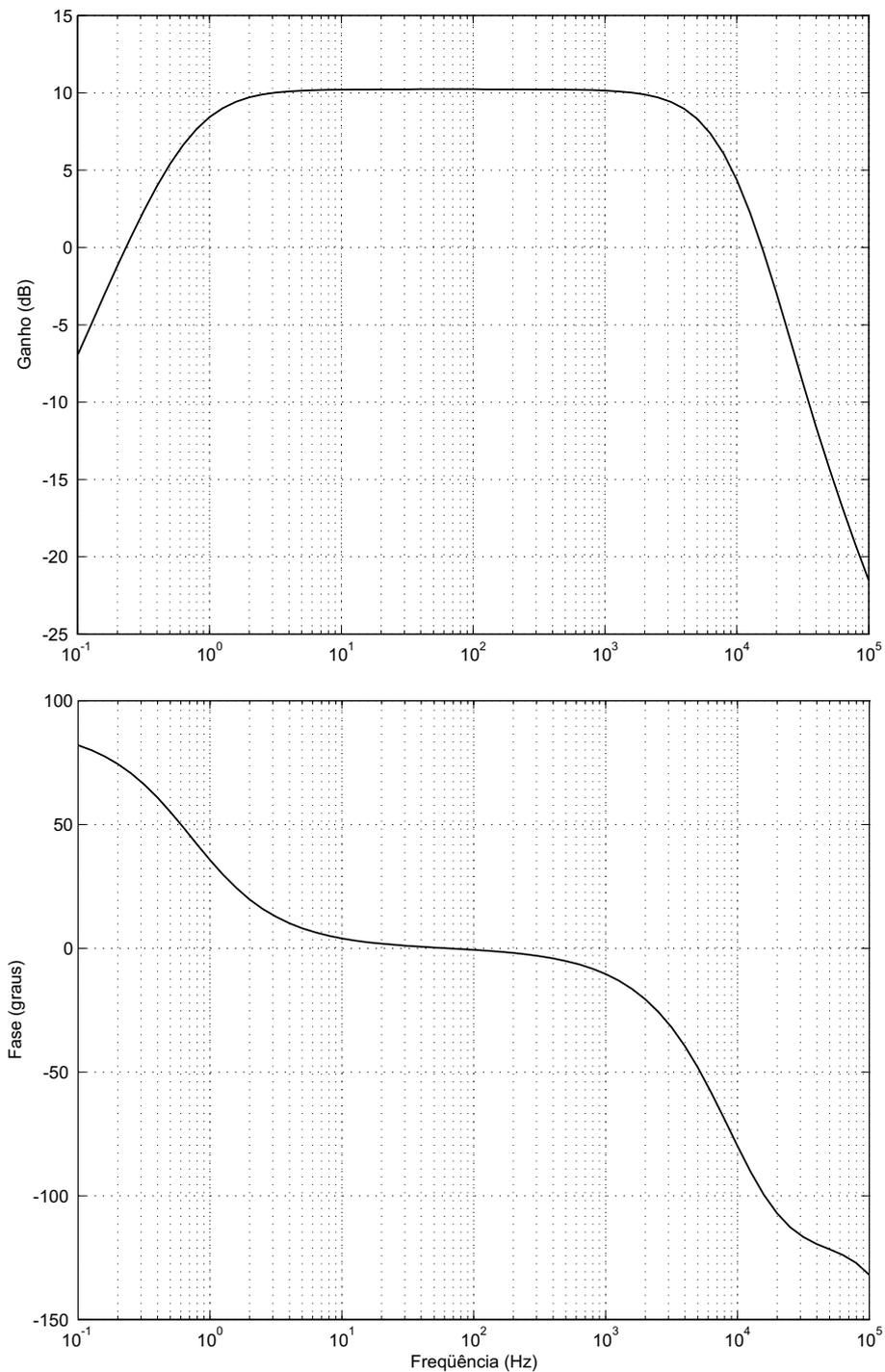


Figura 21: Resultado de simulação do circuito de condicionamento de sinais do canal da mesa de vibração.

dB para o acelerômetro conectado ao corpo de prova), com diferenças não superiores a 3%. A frequência de corte inferior coincide com o valor de projeto

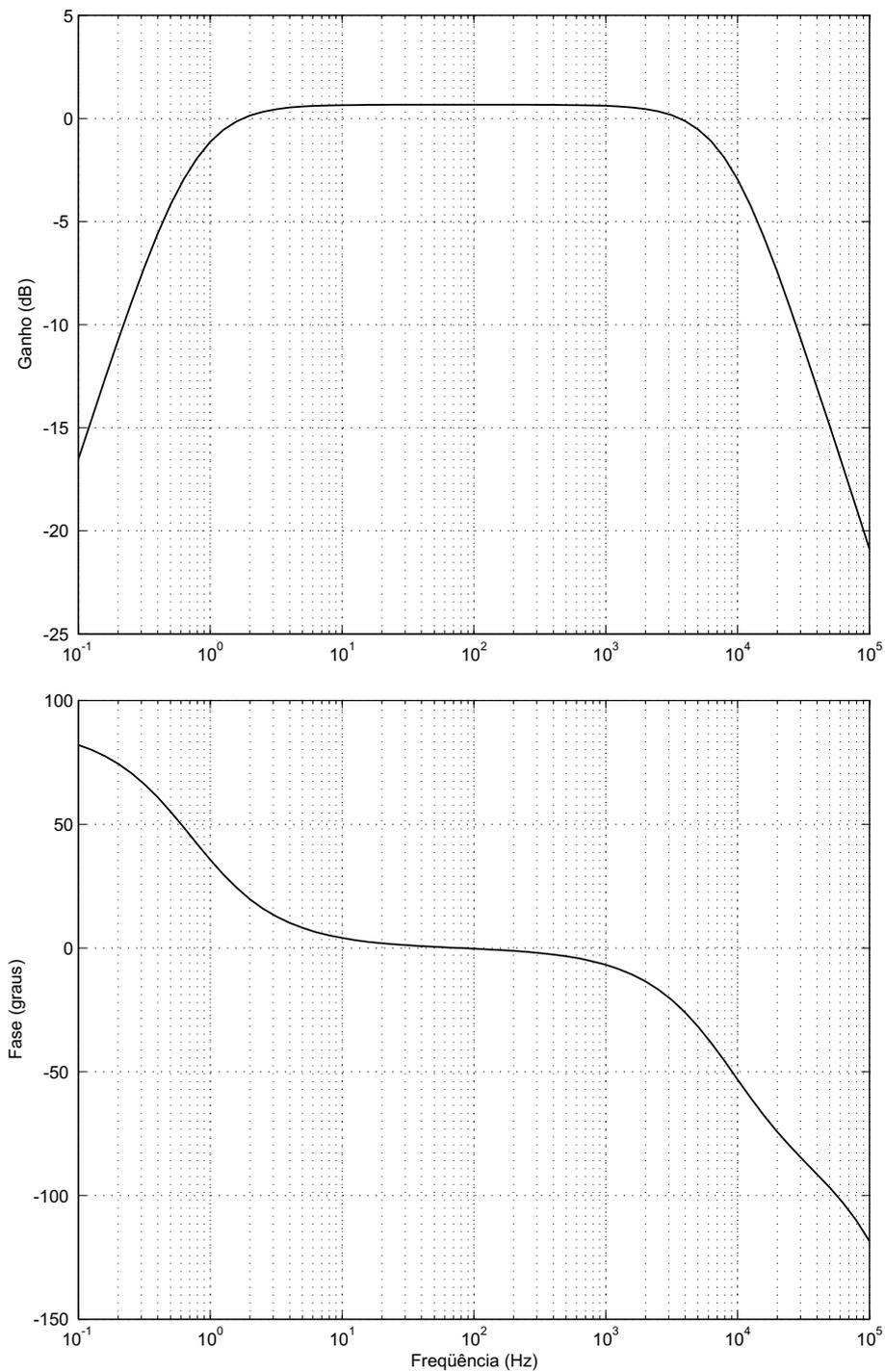


Figura 22: Resultado de simulação do circuito de condicionamento de sinais do canal do corpo de prova.

(0,72 Hz), enquanto a frequência de corte superior difere significativamente dos 10 kHz projetados, discrepância essa atribuída à resposta em frequência

do amplificador operacional, presente na simulação, mas não considerada na análise e no projeto.

3.5.6 Teste experimental

Com o objetivo de avaliar o desempenho experimental dos condicionadores de sinais, um gerador de funções foi utilizado na determinação do ganho como função da frequência. As figuras 23 e 24 mostram resultados muito semelhantes às simulações em SPICE.

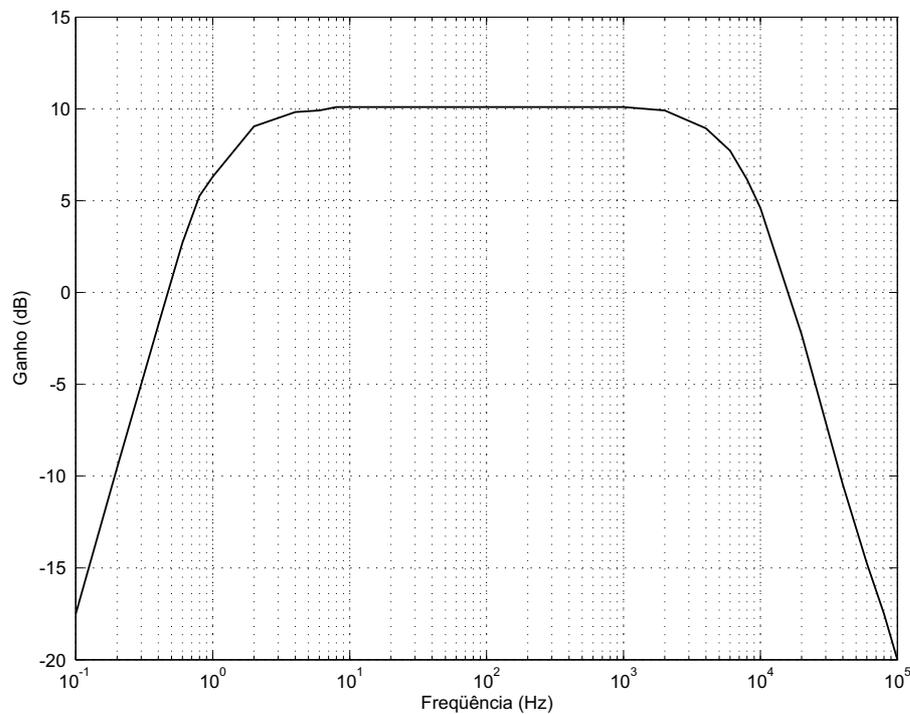


Figura 23: Resultado experimental do circuito de condicionamento de sinais do canal da mesa de vibração.

3.6 Aquisição e filtragem

As condições de uso e as características do ambiente podem exercer grande influência sobre a confiabilidade da instrumentação utilizada em ensaios de vi-

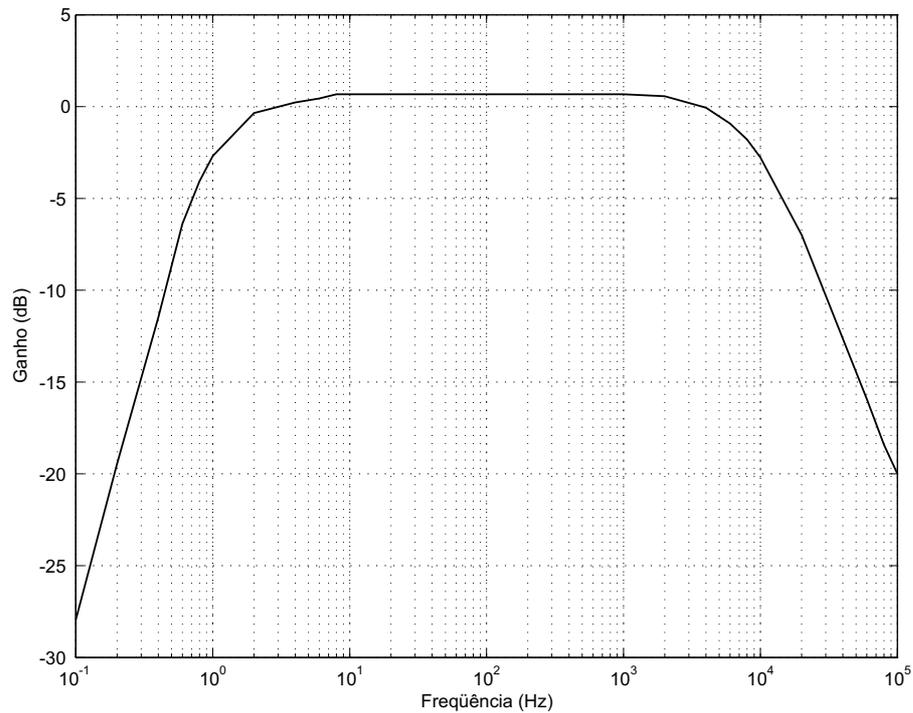


Figura 24: Resultado experimental do circuito de condicionamento de sinais do canal do corpo de prova.

brações. Por se tratar de sinais extremamente fracos em circuitos de altíssima impedância, inúmeros fatores concorrem para depreciar a qualidade das medições (figura 25).

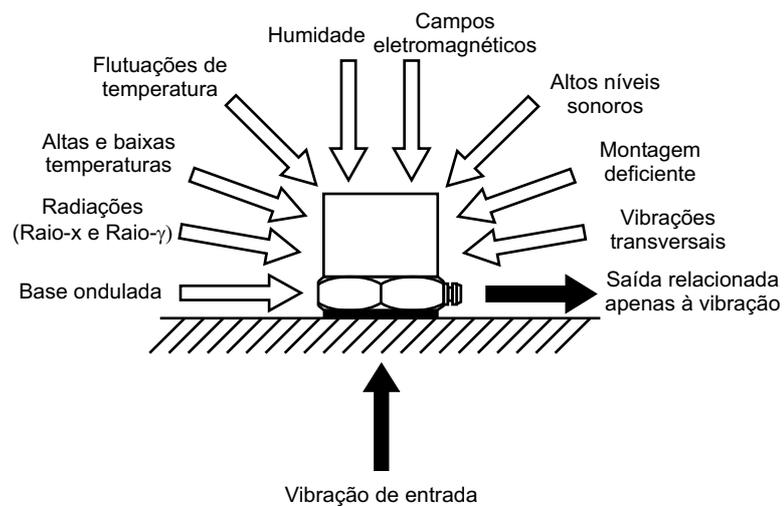


Figura 25: Alguns agentes externos que podem resultar em sinais de saída não relacionados à vibração.

A escolha adequada dos tipos de componentes utilizados bem como o correto manejo e instalação da instrumentação tendem a minimizar a influência de fatores externos. Entretanto, por mais que se disponha de medições confiáveis, os objetos ensaiados podem conter uma ampla variedade de elementos não-lineares capazes de distorcer seriamente o sinal de controle, mesmo quando o sinal de entrada é puramente senoidal. Por essa razão, é usual a aplicação de filtros passa-banda centrados na frequência de vibração, o que garante a utilização apenas da componente fundamental no processo de regulação.

Diferentes tipos de filtros podem ser usados com esse fim. Filtros *Butterworth*, por exemplo, possuem ganho constante na banda-passante e atenuam sinais fora dessa faixa. Filtros *Chebyshev*, por outro lado, atenuam frequências indesejáveis com menos componentes do que filtros *Butterworth*, mas exibem ondulação na banda-passante.

Independentemente do tipo utilizado, a abordagem clássica de projeto de um filtro digital consiste em determinar sua função de transferência em tempo contínuo e aplicar técnicas de discretização que resultem no filtro digital equivalente [27–30]. Seja, portanto, a função de transferência $H_{lpf}(s)$ de um filtro *Butterworth* passa-baixa normalizado de segunda ordem:

$$H_{lpf}(s) = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} \quad (3.28)$$

Substituindo a variável s por $(s^2 + \omega_u\omega_l)/[s(\omega_u - \omega_l)]$, obtém-se um filtro passa-banda com frequências de corte inferior e superior iguais a ω_l e ω_u ,

respectivamente:

$$\begin{aligned}
 H_{bpf}(s) &= H_{lpf}(s)|_{s \rightarrow (s^2 + \omega_u \omega_l) / [s(\omega_u - \omega_l)]} = \\
 &= \frac{s^2 (\omega_u - \omega_l)^2}{s^4 + \sqrt{2} (\omega_u - \omega_l) s^3 + (\omega_u^2 + \omega_l^2) s^2 + \sqrt{2} \omega_u \omega_l (\omega_u - \omega_l) s + \omega_u^2 \omega_l^2}
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

A função de transferência em z utilizada para implementação computacional é facilmente determinada aplicando discretização bilinear com tempo de amostragem T :

$$H_{bpf}(z) = H_{bpf}(s)|_{s=(2/T)(1-z^{-1})/(1+z^{-1})} \tag{3.30}$$

Sendo dependente apenas do tempo de discretização e das frequências de corte inferior e superior, essa função permite sintonia automática do filtro com a frequência de vibração.

A escolha da banda passante costuma ser feita com a definição de uma porcentagem da frequência de vibração ω ou um número constante de Hz independentes do seu valor. Uma vez que ω é também o centro da banda passante e considerando Q o fator de qualidade do filtro, ω_u e ω_l podem ser determinados solucionando o sistema de equações não-lineares

$$\begin{cases} \omega_u - \omega_l = \frac{\omega}{Q} \\ \sqrt{\omega_u \omega_l} = \omega \end{cases} \tag{3.31}$$

ou seja:

$$\omega_l = \frac{\omega}{2Q} \left(-1 + \sqrt{4Q^2 + 1} \right) \quad \omega_u = \frac{2Q\omega}{-1 + \sqrt{4Q^2 + 1}} \tag{3.32}$$

Para compensar a distorção em frequência decorrente da discretização bilinear [27–30], torna-se necessário pré-deformar ω_u e ω_l antes de utilizá-los na

função de transferência em z do filtro passa-banda, isto é:

$$\omega_l = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega_l T}{2}\right) \quad \omega_u = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega_u T}{2}\right) \quad (3.33)$$

As figuras 26 e 27 mostram dois exemplos de projeto onde a frequência de discretização e o fator de qualidade valem, respectivamente, 12 kHz e 0,35. Nota-se que o ganho é constante na banda passante e igual a 0 dB. Como consequência da discretização do filtro, há um aumento do deslocamento de fase no centro da banda passante com a aproximação entre a frequência central e a frequência de discretização.

O uso de filtros com banda muito estreita no sistema de controle não é recomendável. Filtros extremamente seletivos reduzem a velocidade de regulação e tendem a tornar o sistema instável [1].

3.7 Avaliação da instrumentação

Para avaliar experimentalmente o desempenho da instrumentação proposta, dois acelerômetros piezoelétricos 4370V idênticos foram instalados na máquina de vibração eletrodinâmica e submetidos a uma aceleração senoidal de amplitude aproximadamente constante igual a 30 m/s^2 . Um dos sensores foi conectado ao pré-amplificador/condicionador de sinais projetado para medir a aceleração da mesa de vibração e o outro, ao pré-amplificador/condicionador de sinais para medição da aceleração do corpo de prova. Os sinais de saída dos circuitos de condicionamento foram convertidos para a forma digital utilizando a placa PMCP16/200 [11] e processados pelo filtro passa-banda. As figuras 28 a 39 ilustram alguns resultados tomados entre 20 Hz e 1 kHz, onde os sinais com valor médio igual a 2,5 V correspondem às entradas dos filtros digitais e

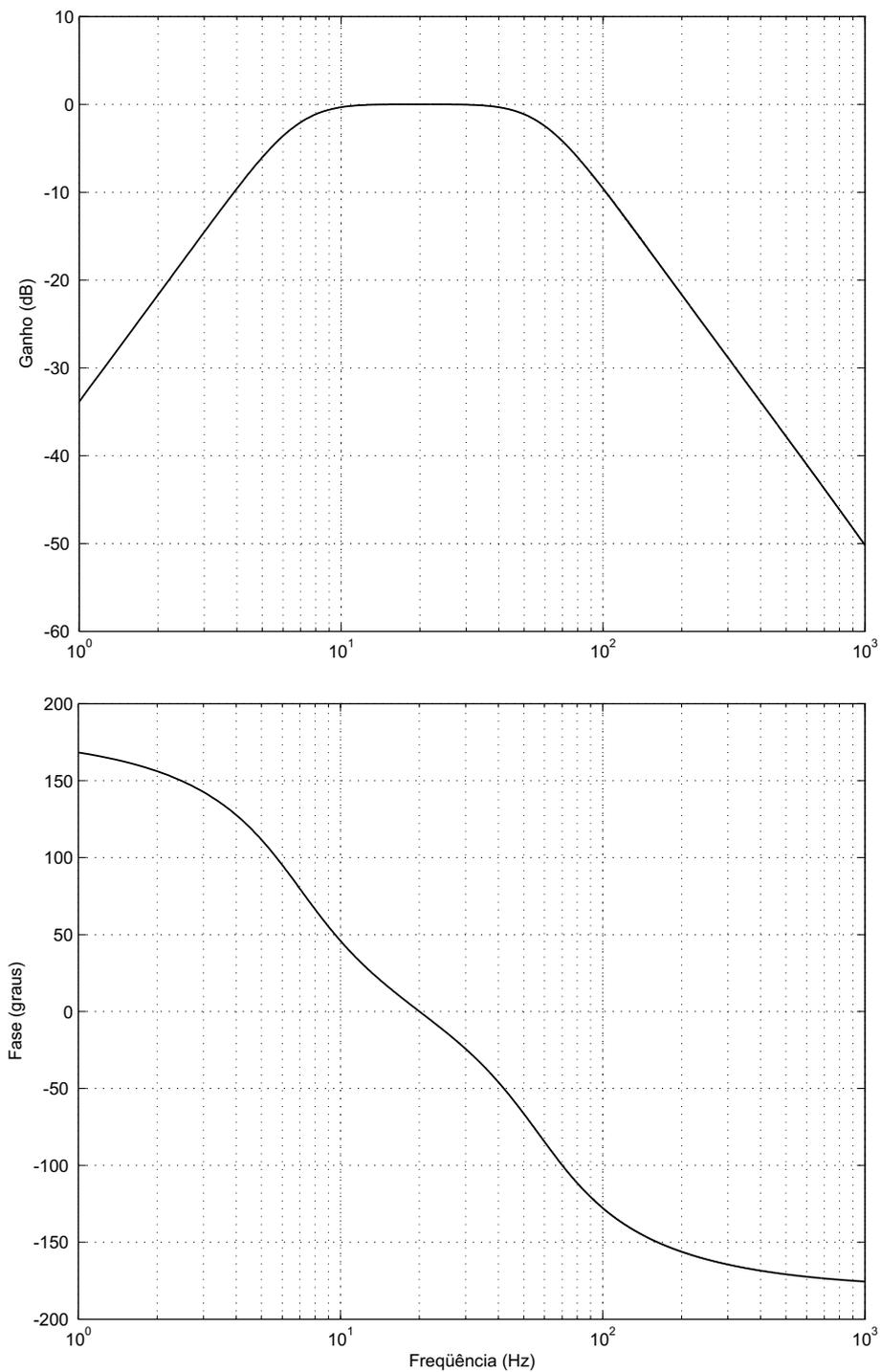


Figura 26: Diagrama de Bode de um filtro Butterworth passa-banda digital com frequência central igual a 20 Hz.

os sinais com valor médio nulo, às saídas.

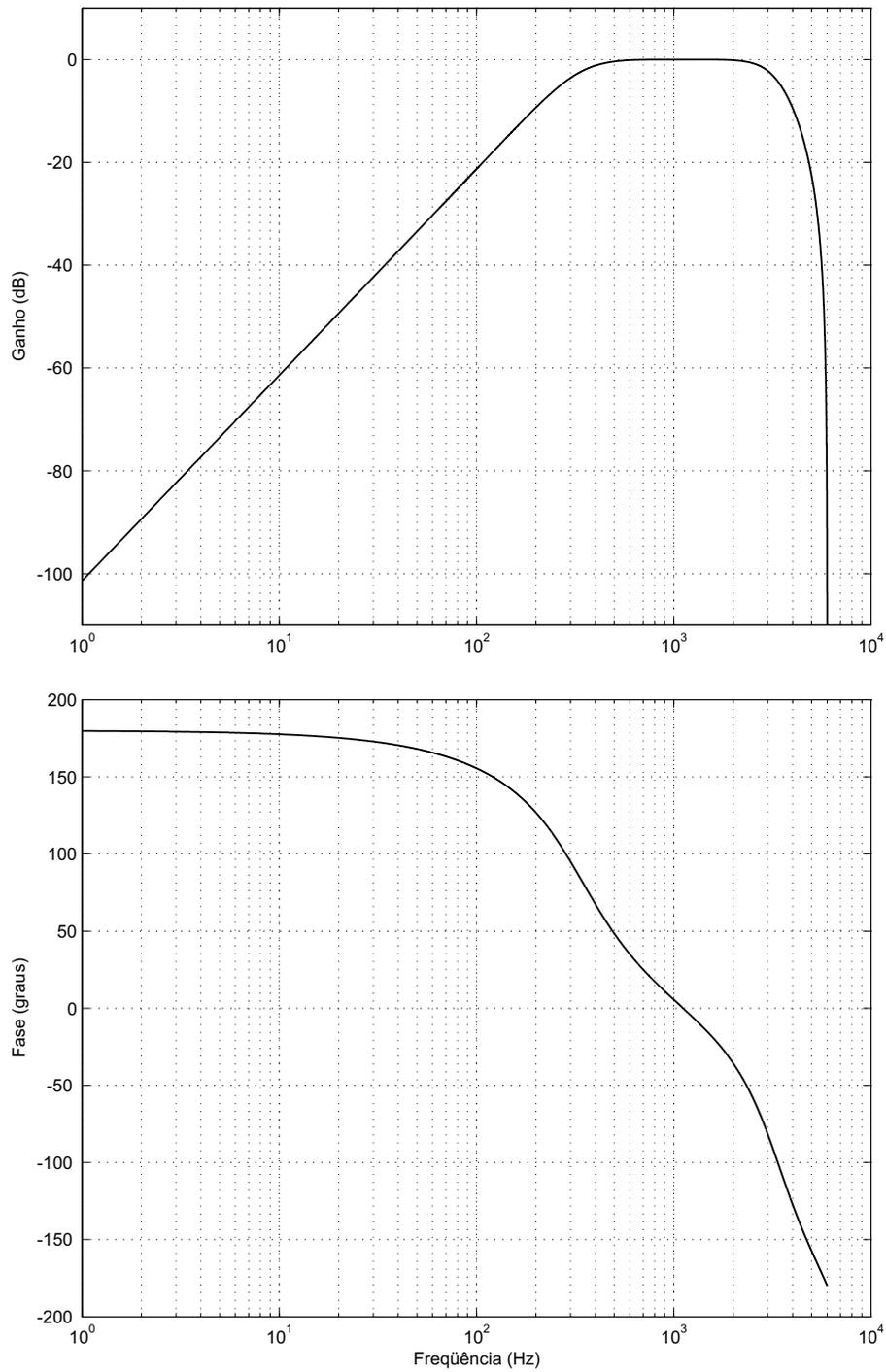


Figura 27: Diagrama de Bode de um filtro Butterworth passa-banda digital com frequência central igual a 1000 Hz.

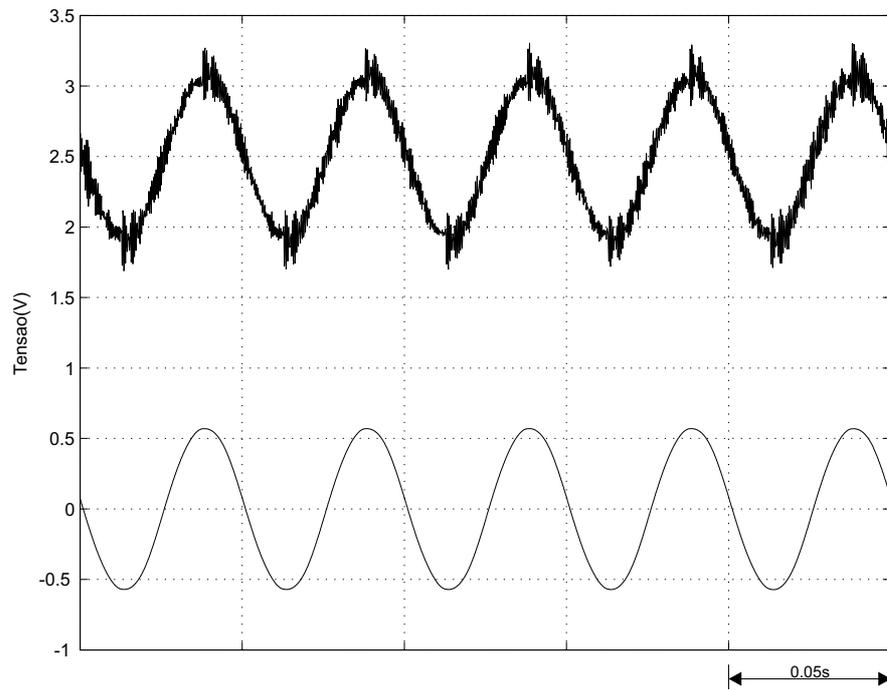


Figura 28: Resultados experimentais do canal da mesa de vibração em 20 Hz.

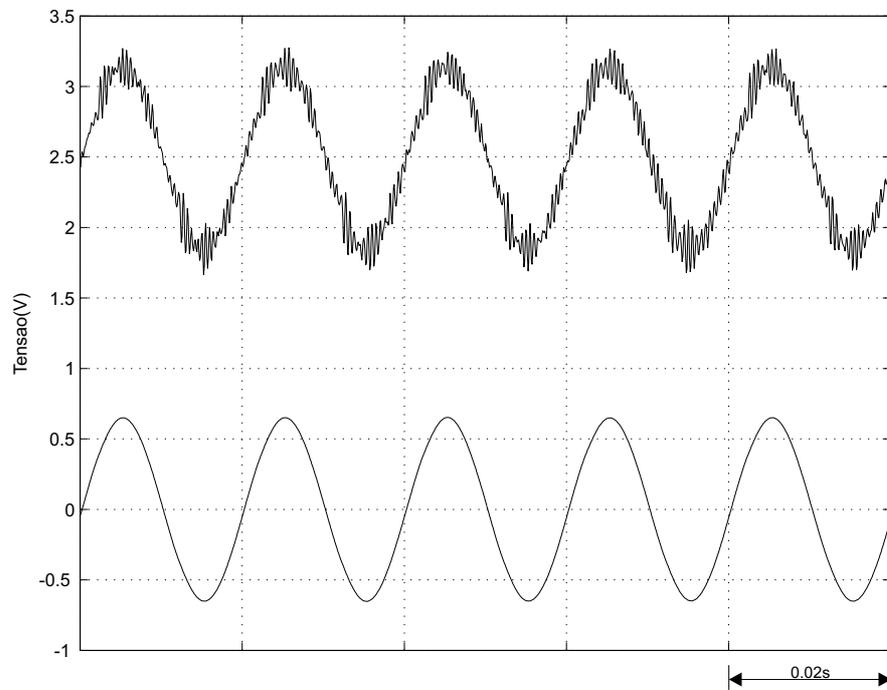


Figura 29: Resultados experimentais do canal da mesa de vibração em 50 Hz.

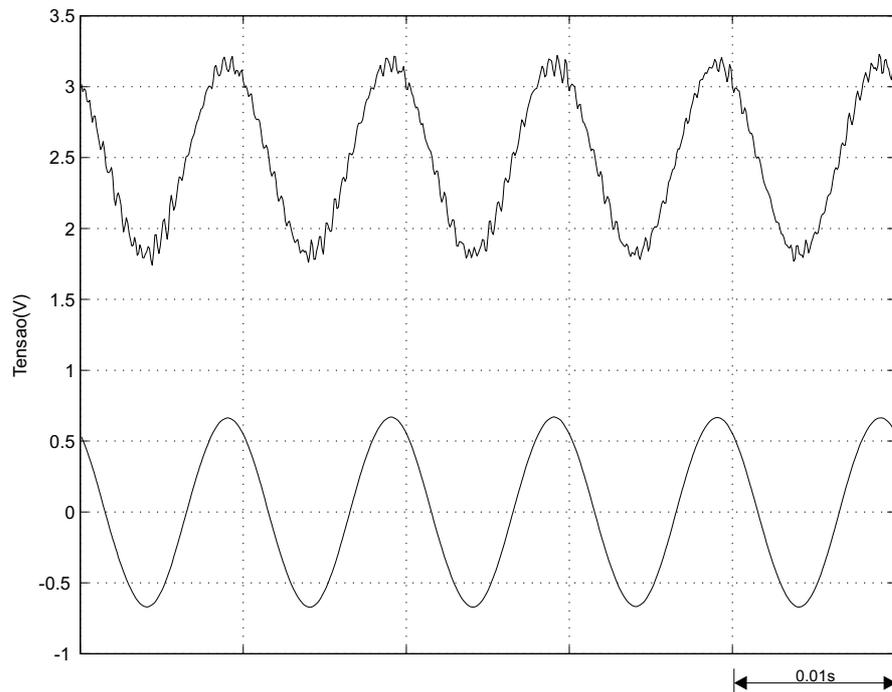


Figura 30: Resultados experimentais do canal da mesa de vibração em 100 Hz.

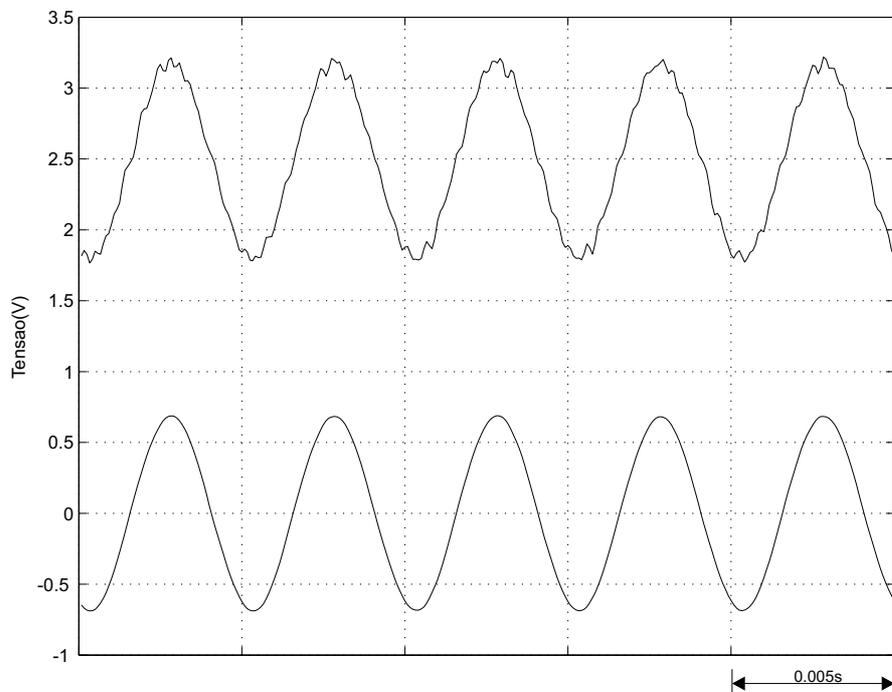


Figura 31: Resultados experimentais do canal da mesa de vibração em 200 Hz.

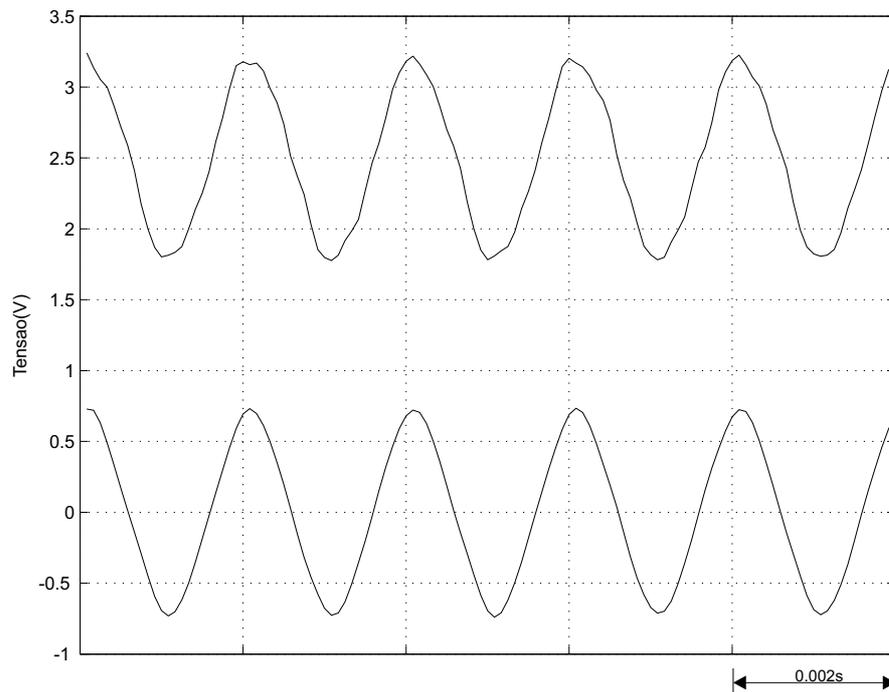


Figura 32: Resultados experimentais do canal da mesa de vibração em 500 Hz.

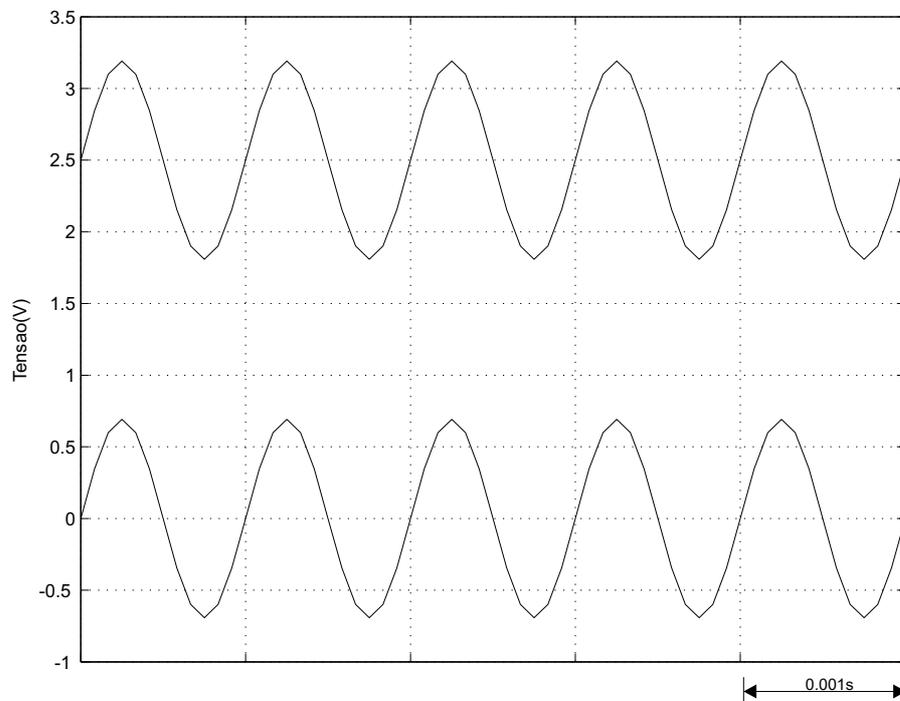


Figura 33: Resultados experimentais do canal da mesa de vibração em 1000 Hz.

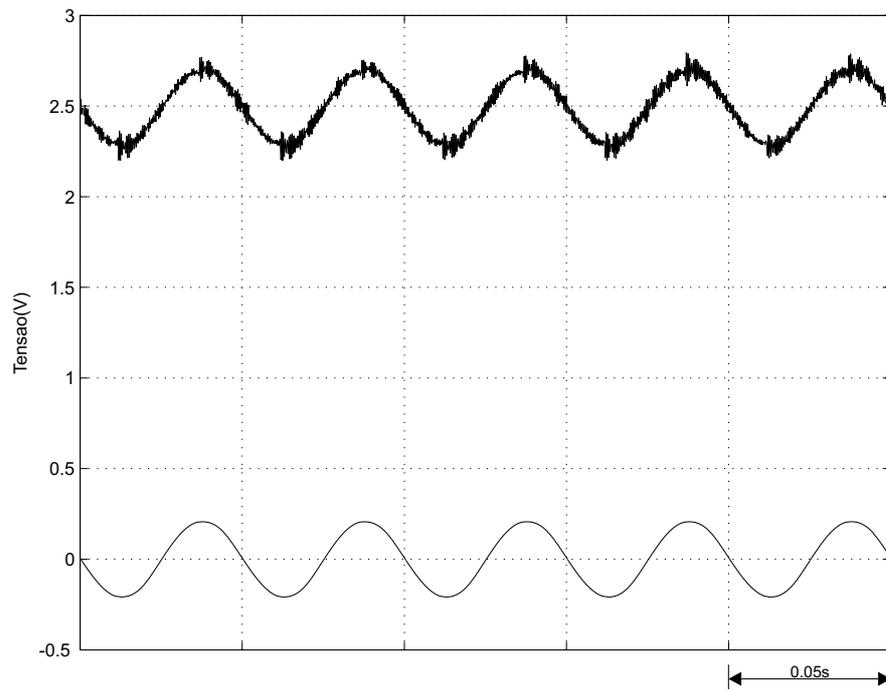


Figura 34: Resultados experimentais do canal do corpo de prova em 20 Hz.

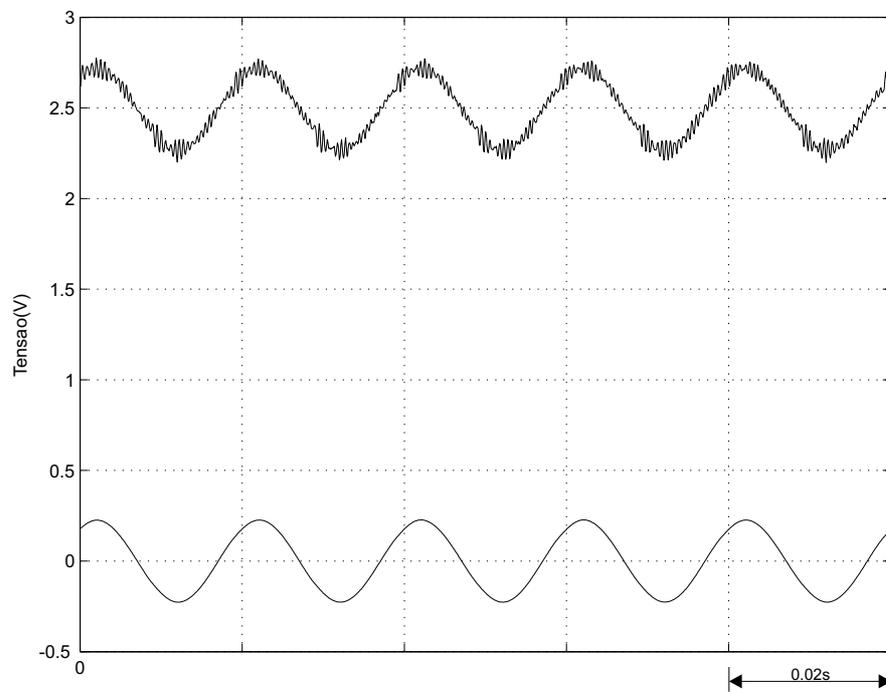


Figura 35: Resultados experimentais do canal do corpo de prova em 50 Hz.

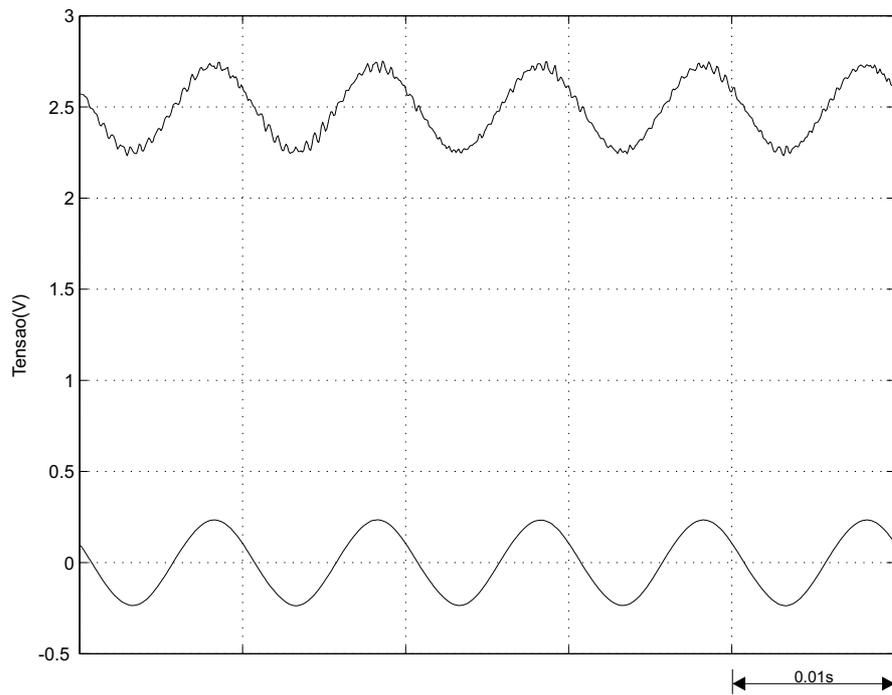


Figura 36: Resultados experimentais do canal do corpo de prova em 100 Hz.

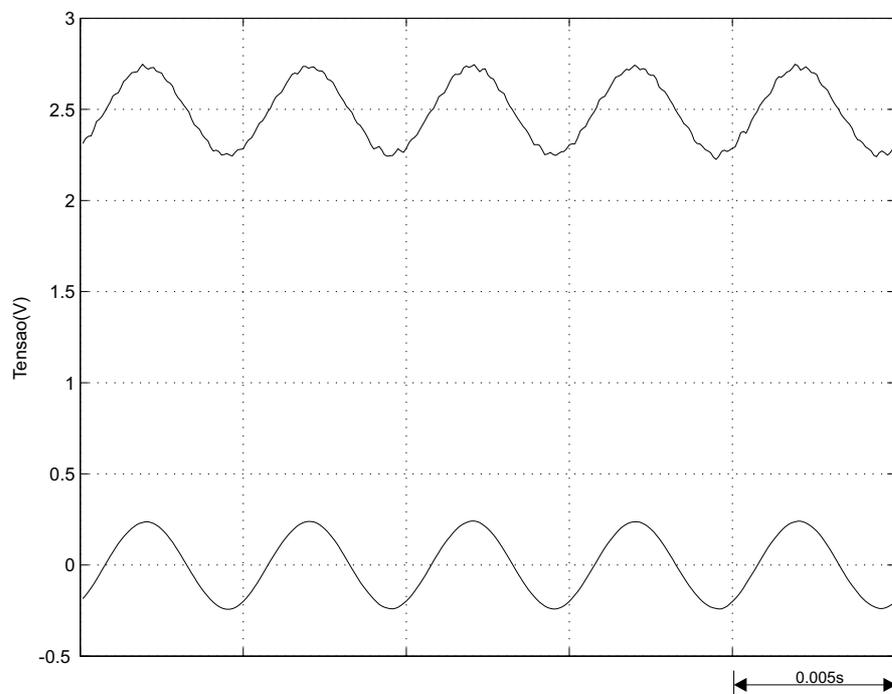


Figura 37: Resultados experimentais do canal do corpo de prova em 200 Hz.

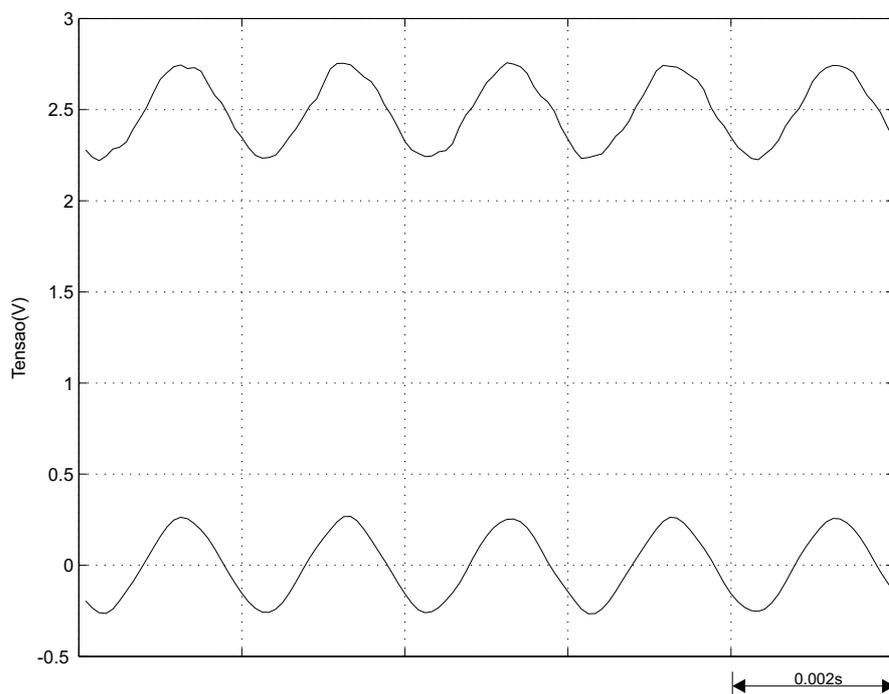


Figura 38: Resultados experimentais do canal do corpo de prova em 500 Hz.

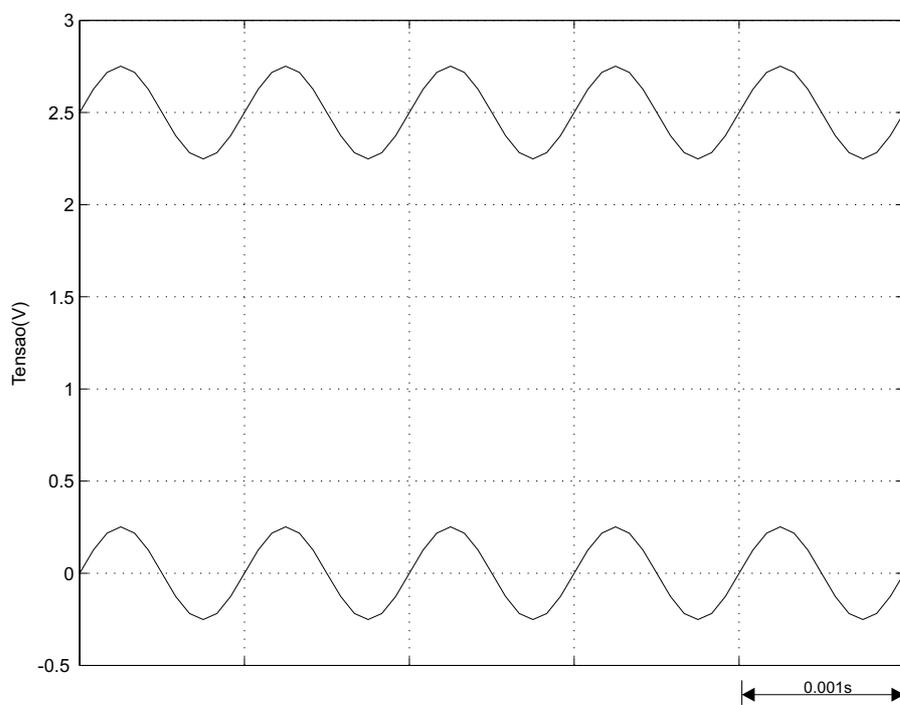


Figura 39: Resultados experimentais do canal do corpo de prova em 1000 Hz.

A determinação da sensibilidade como função da frequência foi realizada com o auxílio de um medidor de vibrações modelo 2511 fabricado por Brüel & Kjaer [18]. Esse instrumento permite detectar valores eficazes e de pico da aceleração entre 0,3 Hz e 15 kHz. As sensibilidades do canal da mesa de vibração e do corpo de prova em mV/ms^{-2} são mostradas nas figuras 40 e 41.

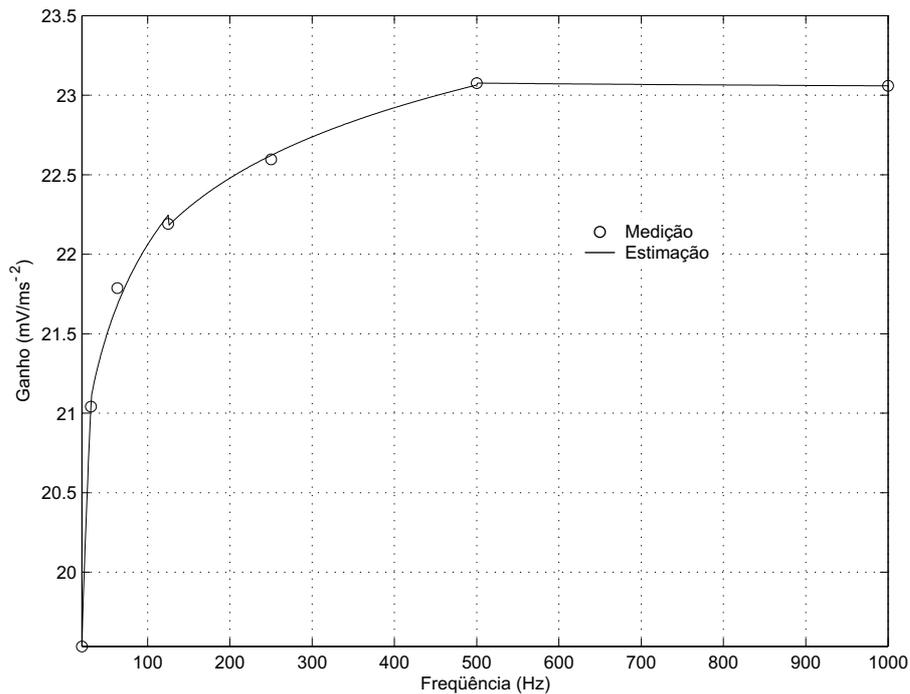


Figura 40: Sensibilidade em função da frequência da instrumentação proposta (canal da mesa de vibração).

Os resultados experimentais indicam a existência de uma atenuação bastante acentuada da sensibilidade em baixas frequências. Desde que os ganhos dos circuitos de condicionamento de sinais mostraram-se constantes entre 10 Hz e 2 kHz, torna-se óbvio que essa atenuação é consequência da resposta em frequência dos pré-amplificadores modo tensão.

Como discutido previamente, a frequência de corte inferior de um amplificador modo tensão é dependente dos parâmetros elétricos do acelerômetro, do cabo de interface e da impedância de entrada do circuito pré-amplificador.

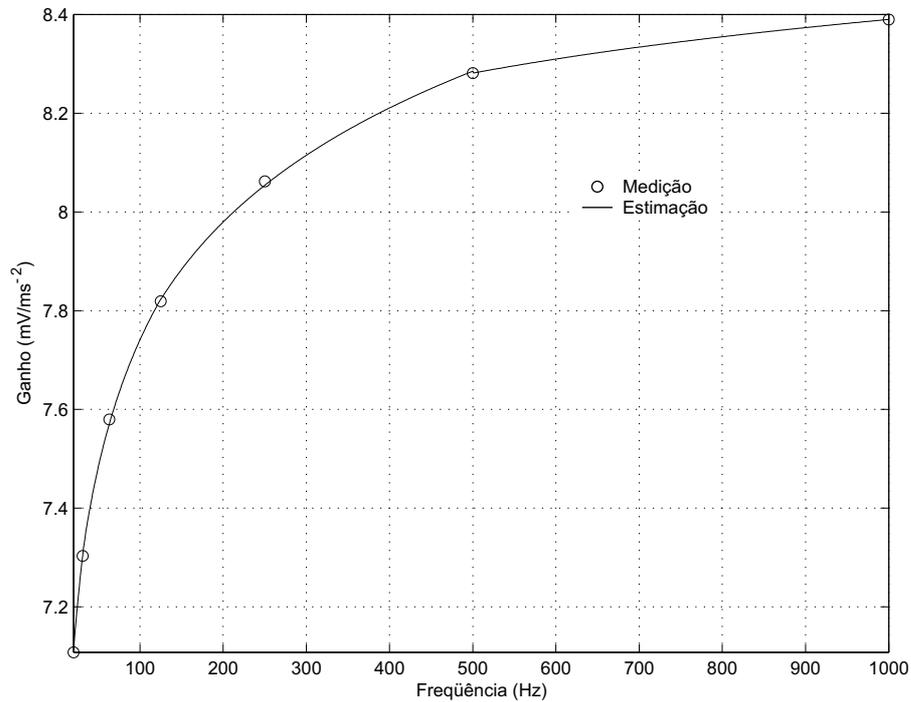


Figura 41: Sensibilidade em função da frequência da instrumentação proposta (canal do corpo de prova).

Amplificadores operacionais com alta impedância de entrada tendem a melhorar o desempenho em baixa frequência, mas ainda assim essa configuração se revela fortemente suscetível à influência de agentes externos.

Para garantir a realização do controle de ensaios de vibrações mesmo com o emprego de amplificadores modo tensão, pode-se fazer uso da flexibilidade propiciada por sistemas digitais, isto é, considerando \hat{S}_{mesa} e \hat{S}_{corpo} as sensibilidades estimadas do canal da mesa de vibração e do corpo de prova (mV/ms^{-2}), respectivamente, torna-se fácil converter tensão em aceleração quando a frequência f de vibração é conhecida:

$$\hat{S}_{mesa} = \begin{cases} 9,23 + 7,92 \log f, & 20 \leq f \leq 31 \\ 18,26 + 1,90 \log f, & 31 < f \leq 125 \\ 19,09 + 1,47 \log f, & 125 < f \leq 500 \\ 23,23 - 0,06 \log f, & 500 < f \leq 1000 \end{cases} \quad (3.34)$$

$$\hat{S}_{corpo} = \begin{cases} 5,77 + 1,02 \log f, & 20 \leq f \leq 31 \\ 6,04 + 0,85 \log f, & 31 < f \leq 125 \\ 6,21 + 0,77 \log f, & 125 < f \leq 500 \\ 7,30 + 0,36 \log f, & 500 < f \leq 1000 \end{cases} \quad (3.35)$$

Nas figuras 40 e 41, pode-se comparar os resultados medidos com os estimados.

4 *CONTROLADORES DE TENSÃO E ACELERAÇÃO*

4.1 Controlador de tensão

A finalidade principal do controlador de tensão consiste em regular a tensão de saída da fonte de potência CA com base na referência v_o^* gerada pela malha de controle de aceleração. Em [6], um esquema de controle adaptativo robusto por modelo de referência associado a um controlador repetitivo (RPC) foi aplicado para ajuste de tensão em uma fonte de potência CA monofásica com comutação. Resultados experimentais indicam excelente rastreamento e robustez em malha fechada. Em [8], técnica semelhante foi aplicada para controle da tensão de suprimento de uma máquina de vibração eletrodinâmica. O esquema proposto faz uso de um controlador por modelo de referência (MRC) e um controlador repetitivo.

Controladores adaptativos robustos por modelo de referência têm sido amplamente utilizados na compensação de sistemas sujeitos a variações paramétricas, dinâmicas não modeladas e/ou distúrbios desconhecidos [31–33]. O uso de controladores repetitivos, por sua vez, encontra grande aplicação no controle de sistemas de suprimento de energia para cargas não-lineares. De modo particular, cargas com comutações cíclicas tendem a introduzir distúr-

bios periódicos capazes de distorcer significativamente a resposta do sistema. Nesse caso, mesmo a rápida ação de controladores RMRAC não é suficiente para compensar transientes na saída da planta, o que conduz à necessidade de se associar uma ação de controle apta a observar e compensar o distúrbio periódico em cada ciclo [32].

Em se tratando especificamente do controle da tensão de suprimento de uma máquina de vibração eletrodinâmica, a ausência de comutações na carga dispensa o emprego de controladores repetitivos. Não obstante, variações de parâmetros elétricos e mecânicos da máquina de vibração bem como distúrbios representados pela força contra-eletromotriz gerada no enrolamento da armadura exigem um esquema de controle adaptativo e robusto.

Seja, portanto, $G(s)$ a representação de uma planta formada pela associação do filtro de saída da fonte de potência CA com uma carga genérica

$$G(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = G_o(s) [1 + \mu\Delta_m(s)] + \mu\Delta_a(s) \quad (4.1)$$

onde

$$G_o(s) = k_p \frac{Z_o(s)}{R_o(s)} \quad (4.2)$$

é a função de transferência da parte modelada da planta, $\mu\Delta_m(s)$ e $\mu\Delta_a(s)$ são dinâmicas não modeladas multiplicativa e aditiva e $Z_o(s)$ e $R_o(s)$ são polinômios mônicos de grau m_p e n_p , respectivamente.

Sobre a parte modelada da planta, assume-se que

H1 - $Z_o(s)$ é um polinômio mônico, Hurwitz, de grau $m_p < n_p$.

H2 - $R_o(s)$ é um polinômio mônico, Hurwitz, de grau n_p .

H3 - O sinal de k_p e os valores de m_p e n_p são conhecidos.

Para a parte não modelada, as seguintes hipóteses são admitidas

H4 - $\Delta_a(s)$ é uma função de transferência estável estritamente própria.

H5 - $\Delta_m(s)$ é uma função de transferência estável.

H6 - Um limite inferior $p_o > 0$ para a margem de estabilidade $p > 0$ para a qual os pólos de $\Delta_a(s - p)$ e $\Delta_m(s - p)$ são estáveis é conhecida.

O objetivo do controle adaptativo pode ser enunciado como: dado o modelo de referência

$$\frac{y_m(s)}{r(s)} = W_m(s) = k_m \frac{1}{D_m(s)} \quad (4.3)$$

onde $D_m(s)$ é um polinômio Hurwitz de grau $n^* = n_p - m_p$ e $r(t)$ é um sinal externo uniformemente limitado, projetar um controlador adaptativo tal que, para algum $\mu^* > 0$ e qualquer $\mu \in [0, \mu^*)$, o sistema resultante em malha fechada seja estável e a saída y da planta rastreie a saída y_m do modelo de referência tão próximo quanto possível apesar das dinâmicas não modeladas $\Delta_a(s)$ e $\Delta_m(s)$ satisfazendo **H4–H6**.

Para atingir esse objetivo, a entrada u e a saída y são usadas para gerar os seguintes vetores auxiliares de dimensão $(n_p - 1)$

$$\begin{aligned} \omega_1(s) &= (s\mathbf{I} - \mathbf{F})^{-1} \mathbf{q}u(s) \\ \omega_2(s) &= (s\mathbf{I} - \mathbf{F})^{-1} \mathbf{q}y(s) \end{aligned} \quad (4.4)$$

onde \mathbf{F} é uma matriz estável de dimensão $(n_p - 1) \times (n_p - 1)$ e (\mathbf{F}, \mathbf{q}) é um par controlável. A lei de controle é calculada como

$$u(t) = \boldsymbol{\theta}^T(t) \boldsymbol{\omega}(t) + c_o r(t) \quad (4.5)$$

onde $\boldsymbol{\theta}^T = [\boldsymbol{\theta}_1^T \quad \boldsymbol{\theta}_2^T \quad \theta_3]$ é o vetor de parâmetros de controle com dimensão $(2n_p - 1)$, $\boldsymbol{\omega}^T = [\boldsymbol{\omega}_1^T \quad \boldsymbol{\omega}_2^T \quad y]$ e c_o é um ganho direto.

O erro aumentado ε_1 é expresso pela equação

$$\varepsilon_1 = y - y_m + \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\zeta} - W_m(s) \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\omega} \quad (4.6)$$

onde $\boldsymbol{\zeta} = W_m(s) \mathbf{I} \boldsymbol{\omega}$.

Para adaptação dos parâmetros $\boldsymbol{\theta}$, utiliza-se o algoritmo tipo mínimos quadrados recursivo modificado (MRLS) apresentado em [6], ou seja

$$\dot{\boldsymbol{\theta}} = -\sigma \mathbf{P} \boldsymbol{\theta} - \frac{\mathbf{P} \boldsymbol{\zeta} \varepsilon_1}{\bar{m}} \quad (4.7)$$

$$\dot{\mathbf{P}} = -\frac{\mathbf{P} \boldsymbol{\zeta} \boldsymbol{\zeta}^T \mathbf{P}}{\bar{m}} + \left(\lambda \mathbf{P} - \frac{\mathbf{P}^2}{R^2} \right) \bar{\mu}^2 \quad (4.8)$$

onde $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T$ é tal que

$$0 < \mathbf{P}(0) \leq \lambda R^2 \mathbf{I}, \quad \mu^2 \leq k_\mu \bar{\mu}^2 \quad (4.9)$$

$$\bar{m}(t) = 1 + \alpha_1 [m(t)]^2 \quad (4.10)$$

$$\dot{m}(t) = -\delta_0 m(t) + \delta_1 (|u| + |y| + 1), \quad m(0) > \delta_1 / \delta_0, \quad \delta_1 \geq 1 \quad (4.11)$$

sendo $\alpha_1, \delta_0, \lambda, \bar{\mu}$ e R^2 constantes positivas. δ_0 satisfaz

$$\delta_0 + \delta_2 \leq \min [p_0, q_0] \quad (4.12)$$

onde $q_0 \in \Re^+$ é tal que os pólos de $W_m(s - q_0)$ e os autovalores $\mathbf{F} + q_0 \mathbf{I}$ são estáveis, δ_2 é uma constante positiva e $p_0 > 0$ é definido em **A6**.

O parâmetro σ é dado por

$$\sigma = \begin{cases} 0 & \text{se } \|\boldsymbol{\theta}\| < M_0 \\ \sigma_0 \left(\frac{\|\boldsymbol{\theta}\|}{M_0} - 1 \right) & \text{se } M_0 \leq \|\boldsymbol{\theta}\| \leq 2M_0 \\ \sigma_0 & \text{se } \|\boldsymbol{\theta}\| > 2M_0 \end{cases} \quad (4.13)$$

onde $M_0 > \|\boldsymbol{\theta}^*\|$ e $\sigma_0 > 2\bar{\mu}^2/R^2$ são parâmetros de projeto e $\boldsymbol{\theta}^*$ é o vetor de

parâmetros verdadeiros do controlador.

A prova matemática da equação do erro aumentado e a análise de robustez do algoritmo MRLS são demonstradas em [5, 31, 32].

Tomando as equações elétricas e mecânicas de pequenos sinais que governam o comportamento dinâmico do sistema proposto, é possível determinar a função de transferência $G_o(s)$ como

$$G_o(s) = \frac{v_o(s)}{v_{pwm}(s)} \quad (4.14)$$

$$= \frac{(ms^2 + cs + k)(sL + R) + \Gamma^2 s}{(ms^2 + cs + k)[(sL + R)(s^2 L_o C_o + 1) + sL_o] + \Gamma^2 s(s^2 L_o C_o + 1)}$$

A filosofia adotada no projeto de um controlador RMRAC aplicado a fontes de potência CA, entretanto, considera que o tipo de carga e a demanda não são conhecidos previamente. Como conseqüência, é usual a escolha de condições que representem a operação nominal do sistema.

Admitindo-se que a fonte de potência CA é conectada a uma carga resistiva de 12Ω , o que corresponde à máxima potência da máquina de vibração eletrodinâmica em 110V, obtém-se o circuito equivalente indicado figura 42.

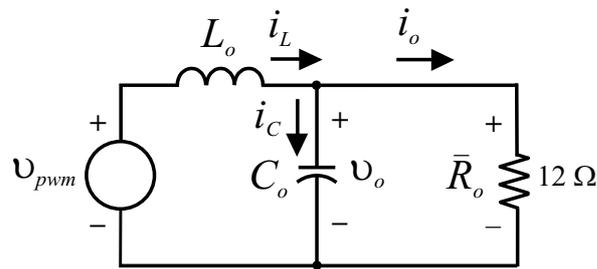


Figura 42: Carga nominal da fonte de potência CA.

Definindo

$$\overline{G}_o(s) = \frac{1/L_o C_o}{s^2 + 1/\overline{R}_o C_o s + 1/L_o C_o} = \frac{1,42 \times 10^8}{s^2 + 5,5 \times 10^3 s + 1,42 \times 10^8} \quad (4.15)$$

como sendo a função de transferência nominal da planta, pode-se projetar o controlador RMRAC considerando controle de tensão de uma planta de segunda ordem com grau relativo igual a dois.

Para garantir boa performance do sistema em malha fechada, é razoável a escolha de um modelo de referência com dinâmica mais rápida do que a planta a ser controlada, ou seja

$$W_m(s) = \frac{2,5 \times 10^8}{s^2 + 2,5 \times 10^4 s + 2,5 \times 10^8} \quad (4.16)$$

Na figura 43, pode-se comparar as respostas de $\overline{G}_o(s)$ e $W_m(s)$ quando submetidos a um degrau unitário. O menor tempo de acomodação e a reduzida taxa de sobrelevação indicam que a resposta do modelo de referência é bem mais satisfatória do que a resposta da planta.

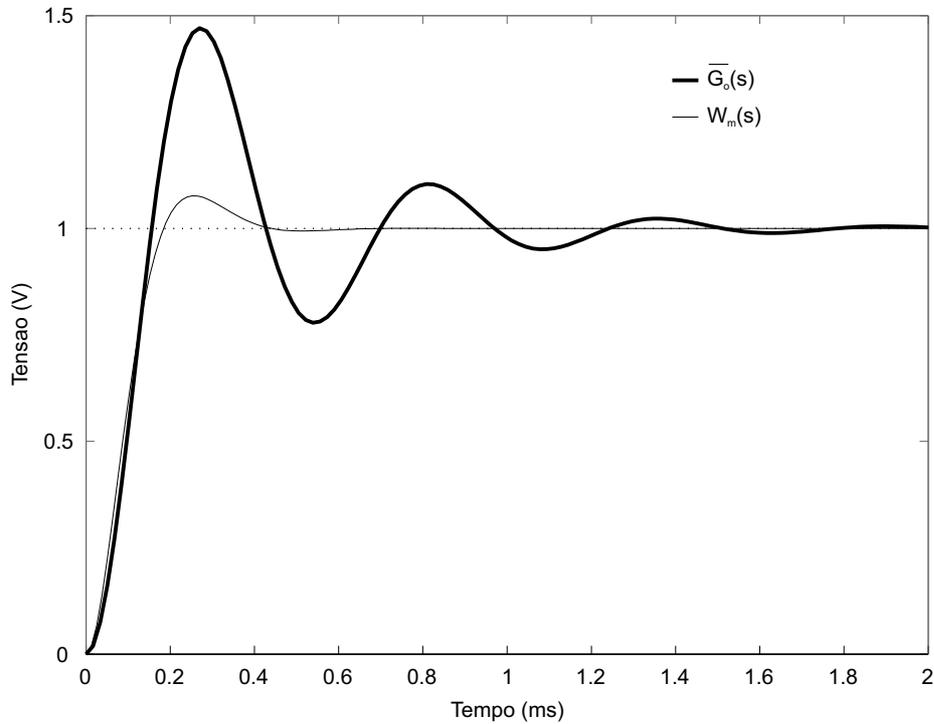


Figura 43: Respostas de $\overline{G}_o(s)$ e $W_m(s)$ ao degrau unitário.

O projeto do sistema de controle de aceleração considera como pressuposto fundamental a existência de um excelente rastreamento entre a tensão de referência v_o^* e a tensão de saída v_o da fonte de potência CA, o que permite considerar v_o igual em amplitude e fase a v_o^* . O objetivo do controlador adaptativo robusto por modelo de referência, quando alcançado, garante rastreamento entre a saída da planta e a saída do modelo de referência. Assim, não havendo defasagem entre y_m e r , pode-se admitir igualdade entre v_o^* e v_o .

A análise da resposta em frequência de $W_m(s)$ (figura 44) revela, contudo, que os sinais y_m e r tornam-se significativamente defasados com o aumento da frequência. Nesse caso, faz-se necessário utilizar um compensador capaz de adiantar a fase de v_o^* segundo um valor idêntico ao atraso propiciado por $W_m(s)$.

Seja, então, $G_{af}(s)$ a função de transferência de um compensador avanço de fase sintonizável com a frequência de v_o^* [34]

$$G_{af}(s) = \frac{r(s)}{v_o^*(s)} = \sqrt{\alpha} \frac{1 + \tau s}{1 + \alpha \tau s} \quad (4.17)$$

Conhecendo $\omega = 2\pi f$, pode-se calcular o ângulo de defasagem ϕ_m do modelo de referência. Com isso, α e τ são facilmente determinados

$$\alpha = \frac{1 + \text{sen}\phi_m}{1 - \text{sen}\phi_m} \quad \text{e} \quad \tau = \frac{1}{\omega\sqrt{\alpha}} \quad (4.18)$$

A figura 44 mostra a resposta em frequência de $G_{af}(s)$ quando projetado para compensar o atraso de fase em 1000 Hz. Nota-se que o ganho do compensador é unitário nessa frequência e a fase é exatamente o oposto do atraso do modelo de referência.

Um diagrama de blocos sintetizando a estrutura do controlador de tensão

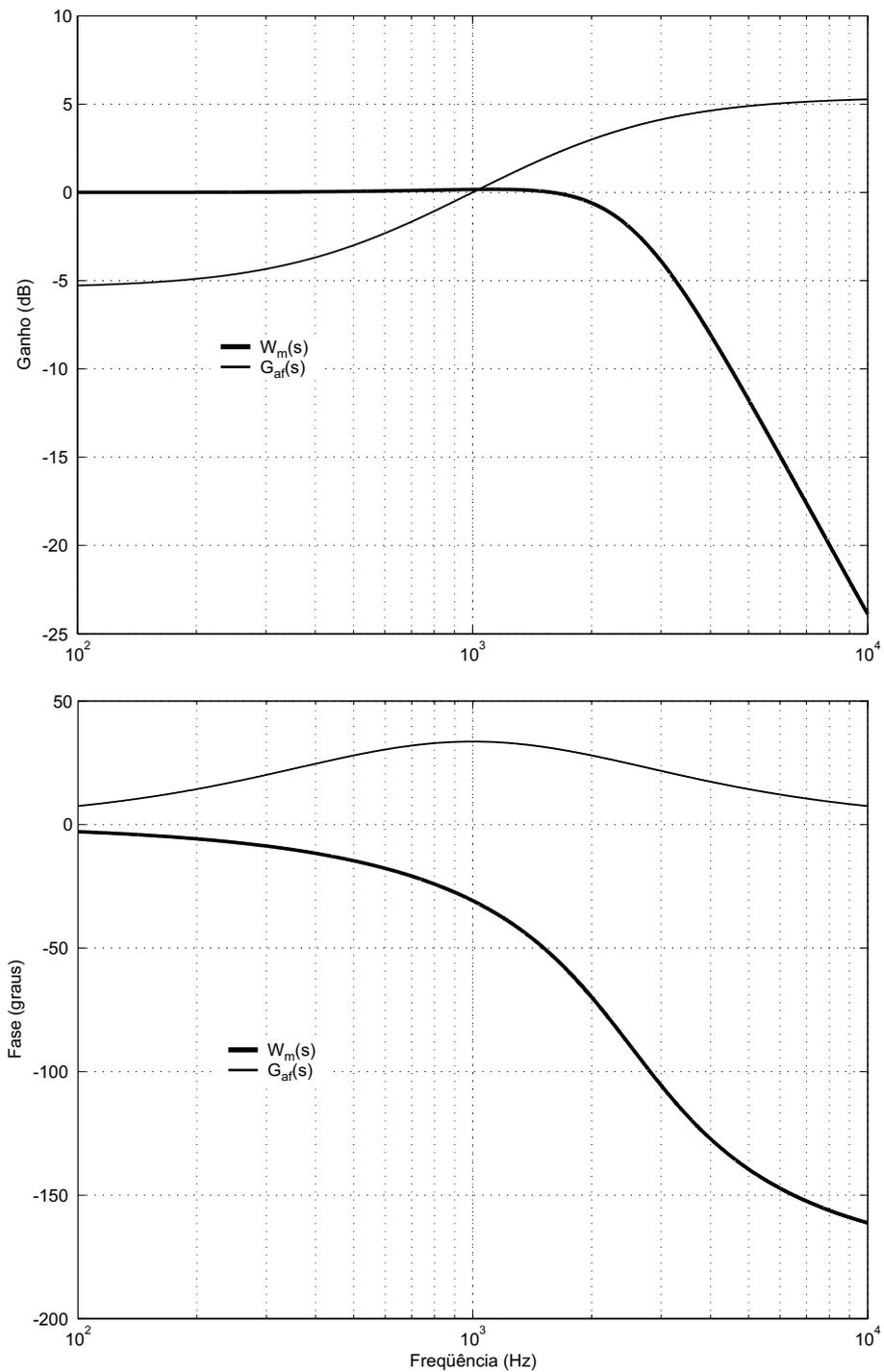


Figura 44: Respostas em freqüência do modelo de referência e do compensador avanço de fase projetado para 1000 Hz.

proposto é apresentado na figura 45. Para implementação, as equações diferenciais são facilmente solucionadas aplicando o método de discretização de

Euler [32]. Uma equação de diferenças representando o compensador avanço de fase e que possibilita sintonia automática com a frequência é obtida utilizando transformação bilinear em $G_{af}(s)$.

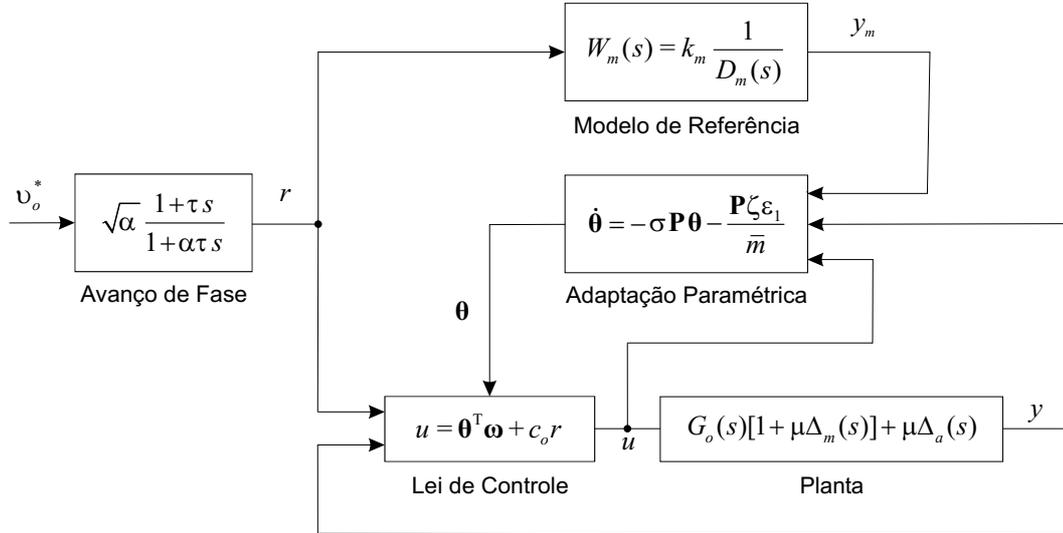


Figura 45: Controlador de tensão proposto.

4.2 Controlador de aceleração

4.2.1 Configuração do sistema proposto

Considerando a tensão de entrada v_o como variável manipulada para controle de aceleração, pode-se modelar a máquina de vibração eletrodinâmica como um sistema de terceira ordem descrito pela seguinte função de transferência

$$G(s) = \frac{a(s)}{v_o(s)} = \frac{\Gamma s^2}{(ms^2 + cs + k)(sL + R) + \Gamma^2 s} \quad (4.19)$$

As figuras 46(a) e 46(b) mostram a variação dos pólos de $G(s)$ como função da frequência de vibração e da massa do objeto ensaiado. A magnitude desses pólos indica que um modelo dinâmico de ordem reduzida pode ser considerado, especialmente em altas frequências.

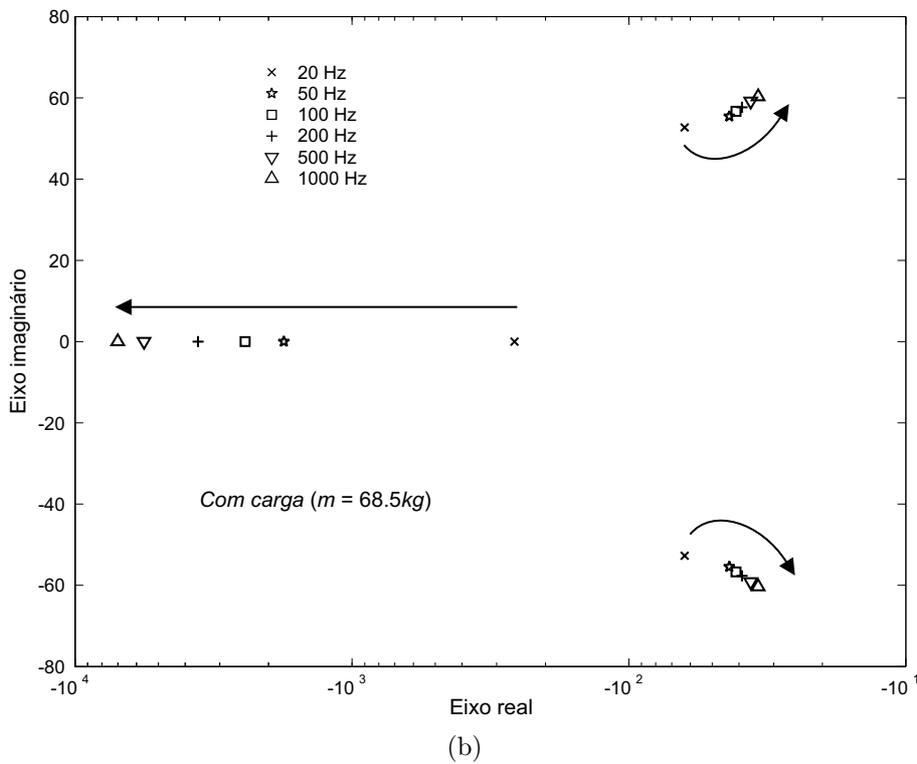
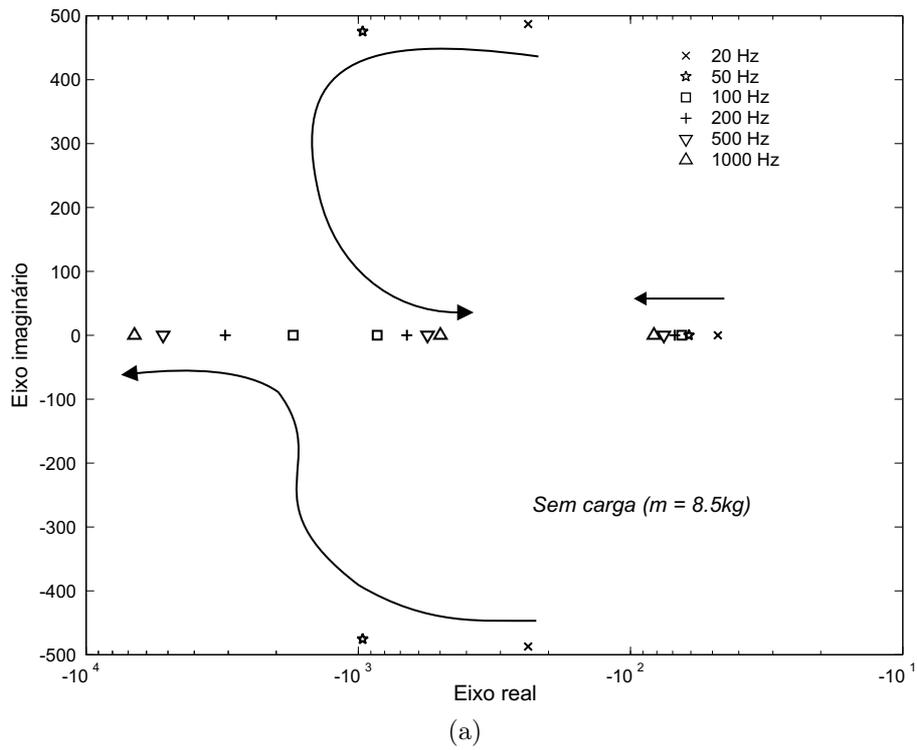


Figura 46: Variação dos polos de $G(s)$ como função da frequência de vibração e da massa do objeto ensaiado. (a) 0 kg. (b) 60 kg.

Seja, portanto,

$$G(s) = \frac{a(s)}{v_o(s)} = G_o(s) [1 + \mu\Delta_m(s)] + \mu\Delta_a(s) \quad (4.20)$$

Definindo

$$G_o(s) \triangleq \frac{s^2}{(s - p_1)(s - p_2)} \quad \text{e} \quad \Delta_a(s) \triangleq 0 \quad (4.21)$$

tem-se

$$\mu\Delta_m(s) = -\frac{s - p_3 - \Gamma/mL}{s - p_3} \quad (4.22)$$

onde p_1 e p_2 são os pólos com dinâmica mais lenta, p_3 é o pólo de dinâmica mais rápida, $G_o(s)$ é a função de transferência da parte modelada da planta e $\mu\Delta_m(s)$ e $\mu\Delta_a(s)$ são considerados dinâmicas não modeladas multiplicativa e aditiva, respectivamente.

A modelagem de $G(s)$ como uma planta de segunda ordem $G_o(s)$ com dinâmicas não modeladas permite simplificar o projeto do controlador de aceleração. Nesse caso, não fosse $G_o(s)$ uma planta de fase não-mínima, bom desempenho e robustez em malha fechada poderiam ser garantidos por meio de um esquema de controle RMRAC.

Para controlar a aceleração da máquina de vibração, utiliza-se a estrutura indicada na figura 47. Tendo como princípio a técnica desenvolvida em [3], consiste basicamente de um controlador *feedforward* G_{acf} , um controlador *feedforward* robusto a distúrbios G_{adf} e um compensador G_{ab} .

Para facilitar a análise, considera-se a função de transferência do filtro passa-banda $H_{bpf}(s)$ como sendo unitária, ou seja, $H_{bpf}(s) = 1$ e $G_{adf}(s) = \omega_a$. Sendo a^* a aceleração de referência, a lei de controle que permite determinar a

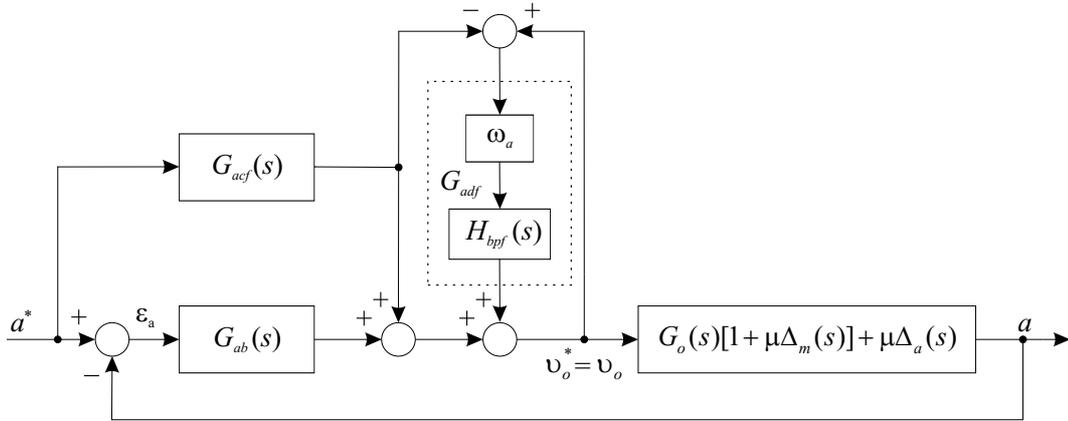


Figura 47: Controlador de aceleração proposto.

tensão de referência v_o^* da malha de controle de tensão pode ser escrita como

$$v_o^*(s) = \frac{1}{1 - \omega_a} G_{ab}(s) [a^*(s) - a(s)] + G_{acf}(s) a^*(s) \quad (4.23)$$

Em malha fechada

$$\frac{a(s)}{a^*(s)} = \frac{[(1 - \omega_a) G_{acf}(s) + G_{ab}(s)] G_o(s)}{(1 - \omega_a) + G_{ab}(s) G_o(s)} \quad (4.24)$$

Fazendo $\omega_a = 1$, um controlador ideal é obtido, ou seja, $a(s)/a^*(s) = 1$. Entretanto, para manter um compromisso entre a estabilidade e o desempenho do sistema, considera-se

$$0 \leq \omega_a < 1 \quad (4.25)$$

Definindo

$$\overline{G}_o(s) = \frac{s^2}{(s - \overline{p}_1)(s - \overline{p}_2)} \quad (4.26)$$

como modelo nominal da parte modelada da planta e fazendo

$$G_{acf}(s) = \frac{1}{\overline{G}_o(s)} \quad (4.27)$$

torna-se óbvio que a função de transferência desse sistema em malha fechada é tão próxima à unidade quanto maior for o valor de ω_a .

4.2.2 Procedimento de projeto

4.2.2.1 Controlador feedforward G_{acf}

O projeto do controlador feedforward é dependente da escolha do modelo nominal da planta. Sendo $G(s)$ função dos parâmetros elétricos e mecânicos da máquina de vibração eletrodinâmica, pode-se fazer uso dos valores estimados de c , k e Γ e definir \bar{R} e \bar{L} como sendo a resistência e a indutância nominais da armadura medidas em 1 kHz.

Para a determinação de \bar{m} (massa nominal do conjunto armadura-corpo de prova), considera-se a resposta em frequência de $G(s)$ (figura 48) sob três condições distintas de massa do objeto ensaiado: 0 kg, 15 kg e 60 kg. Fazendo \bar{m}_c a massa nominal do corpo de prova igual a 15 kg, obtém-se uma resposta intermediária entre 0 e 60 kg.

A tabela 4 indica os valores nominais dos parâmetros m , c , k , Γ , R e L . Nota-se que \bar{m} é o resultado do somatório entre a massa m_o do elemento móvel da máquina de vibração (8,5 kg) e a massa nominal \bar{m}_c do objeto ensaiado (15 kg).

Tabela 4: Parâmetros do modelo nominal da planta.

\bar{m} (kg)	\bar{c} (N/ms ⁻¹)	\bar{k} (N/m)	$\bar{\Gamma}$ (N/A)	\bar{R} (Ω)	\bar{L} (mH)
23,5	1342,98	326881	249,07	18,78	2,66

Com esses valores

$$\bar{G}(s) = \frac{3982s^2}{(s^2 + 201,7s + 14200)(s + 6920)} \quad (4.28)$$

$$\bar{G}_o(s) = \frac{s^2}{s^2 + 201,7s + 14200} \quad (4.29)$$

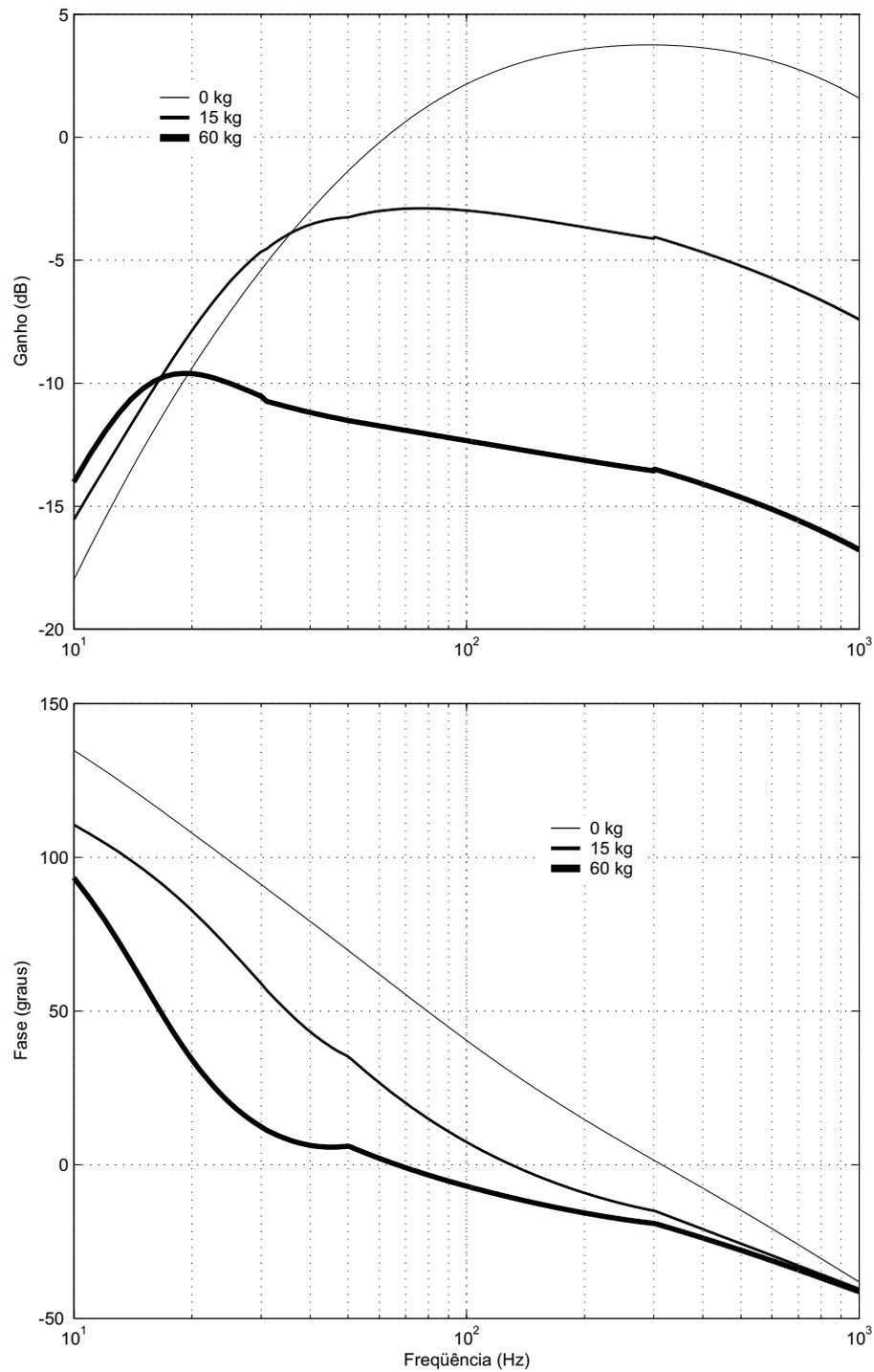


Figura 48: Resposta em frequência de $G(s)$ para três condições de massa do objeto ensaiado.

$$\mu\Delta_m(s) = -\frac{s + 2938}{s + 6920} \quad (4.30)$$

Assim

$$G_{acf}(s) = \frac{1}{\overline{G_o}(s)} = \frac{s^2 + 201,7s + 14200}{s^2} \quad (4.31)$$

Com o objetivo de eliminar níveis CC, o integrador $1/s$ é substituído por $\mu_1/(\mu_1s + 1)$ na implementação de $G_{acf}(s)$. Dessa forma, fazendo μ_1 igual a 0,159, obtém-se dois pólos em 1 Hz, o que é suficiente para suprimir componentes CC.

$$G_{acf}(s) = \left(\frac{0,159}{0,159s + 1} \right)^2 \times (s^2 + 201,7s + 14200) \quad (4.32)$$

4.2.2.2 Controlador feedforward robusto a distúrbios G_{adf}

O controlador feedforward robusto a distúrbios é implementado como

$$G_{adf}(s) = \omega_a H_{bpf}(s) \quad (4.33)$$

sendo $H_{bpf}(s)$ a função de transferência de um filtro passa-banda de quarta ordem com fator de qualidade igual a 27. Sem a utilização desse filtro, a lei de controle apresenta nível CC. O fator de ponderação ω_a é considerado igual a 0,99 e a frequência central do filtro é sintonizada com a frequência da aceleração de referência a^* .

4.2.2.3 Controlador G_{ab}

É utilizado para melhorar a estabilidade do sistema em malha fechada e compensar o erro de rastreamento ε_a (figura 47) quando não totalmente eliminado pelos controladores feedforward. Semelhante a [3], a filosofia de projeto de G_{ab} enfatiza que

- o pico de ressonância da resposta em frequência em malha fechada deve

ser suprimido tanto quanto possível para evitar ressonâncias em frequências particulares;

- a resposta em frequência em malha fechada deve ser feita tão plana quanto possível na faixa dinâmica de interesse (20 Hz – 1 kHz);
- o ganho em malha fechada deve ser reduzido em frequências acima de 1 kHz para reduzir efeitos indesejáveis devido a medições de ruído de alta frequência.

De acordo com a resposta em frequência de $G(s)$ obtida com m_c igual a 15 kg (figura 49), a seguinte estrutura é definida

$$G_{ab}(s) = k_{ab}G_{acf}(s) \quad (4.34)$$

sendo o parâmetro k_{ab} determinado segundo o critério

$$|k_{ab}G_{acf}(j2\pi \times 1000\text{Hz})G(j2\pi \times 1000\text{Hz})| = 1 \quad (4.35)$$

ou seja,

$$k_{ab} = 2,35$$

Na figura 49, pode-se comparar as respostas em frequência de $G(s)$ e $G_{ab}(s)G(s)$ quando a massa do objeto ensaido é considerada igual ao valor de projeto ($\bar{m}_c = 15$ kg). Nota-se que o ganho de $G_{ab}(s)G(s)$ é aproximadamente constante entre 20 Hz e 1 kHz e maior do que 1. Em baixas frequências, a fase de $G(s)$ é compensada significativamente.

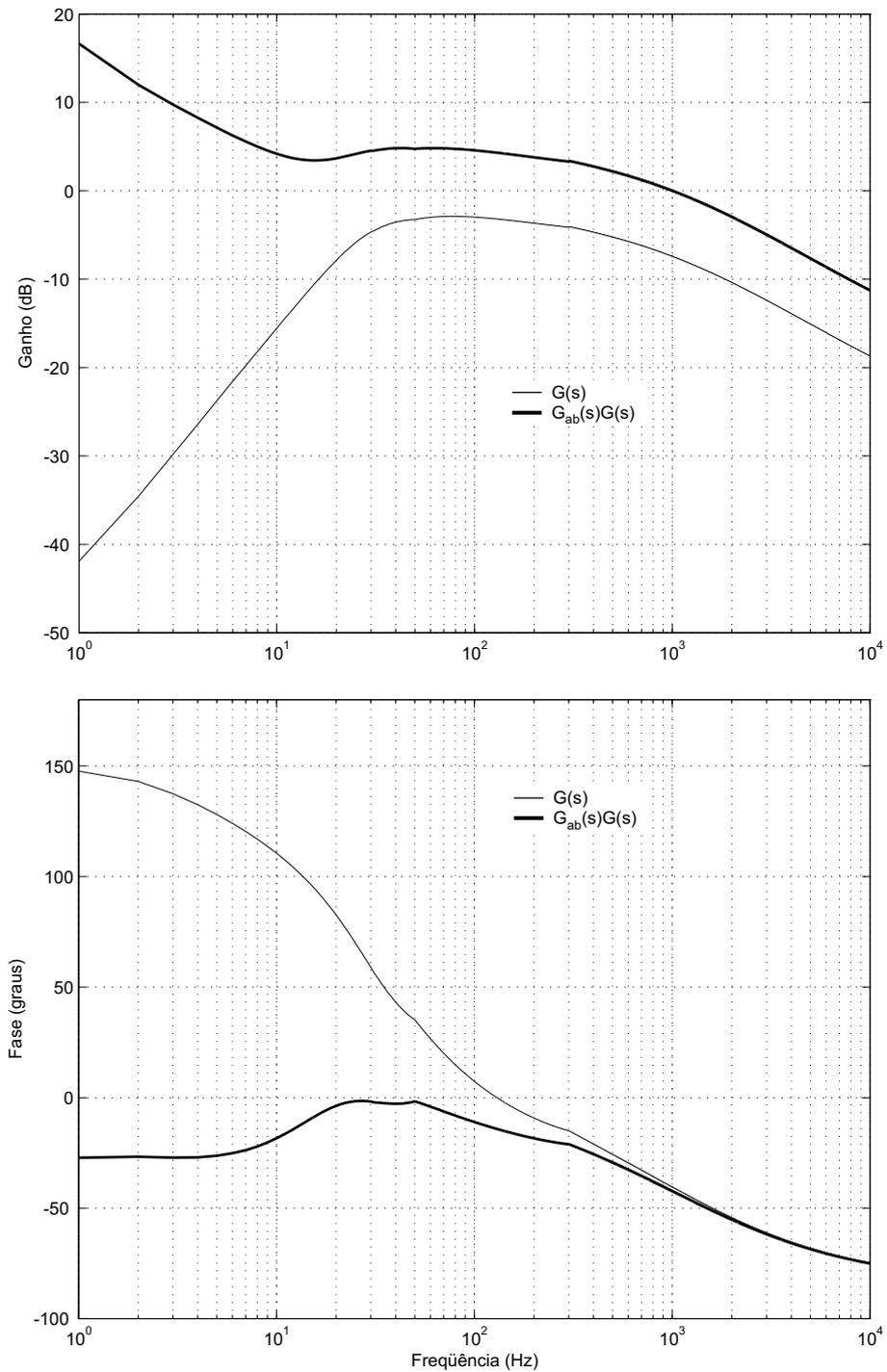


Figura 49: Resposta em frequência de $G(s)$ e $G_{ab}(s)G(s)$.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 Sistema em malha aberta

Para se avaliar o desempenho do sistema de controle proposto, foram realizados, primeiramente, testes experimentais sem a ação dos controladores de tensão e aceleração. O sinal de entrada u da planta foi definido como senoidal de amplitude igual a 80 V e a massa m_c do objeto ensaiado foi fixada em 15 kg.

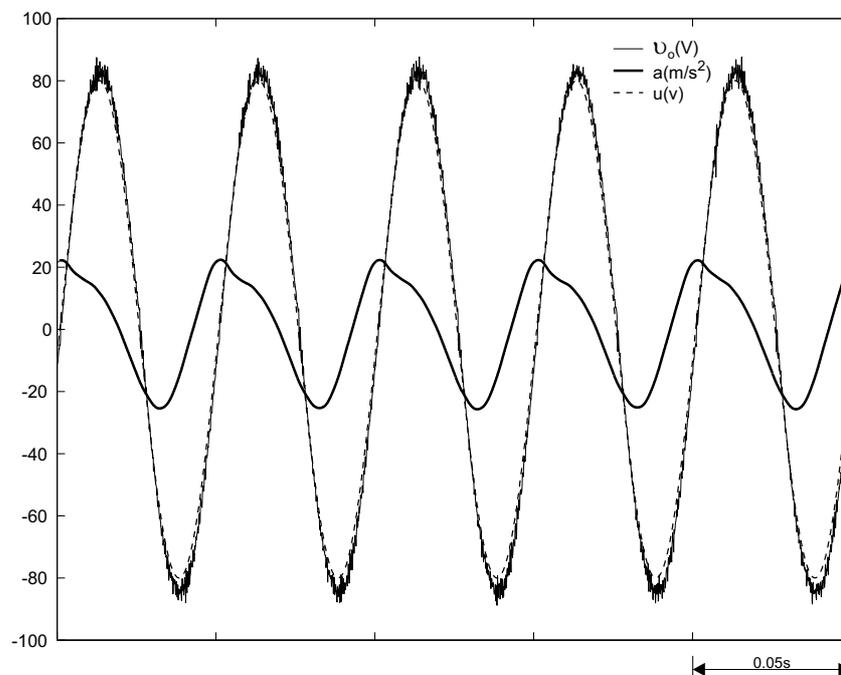


Figura 50: Lei de controle (u), tensão de saída (v_o) e aceleração da máquina de vibração (a) em malha aberta ($f = 20$ Hz, $m_c = 15$ kg).

A tensão de saída v_o e a aceleração da máquina de vibração a foram medidos entre 20 Hz e 1 kHz (figuras 50 a 55).

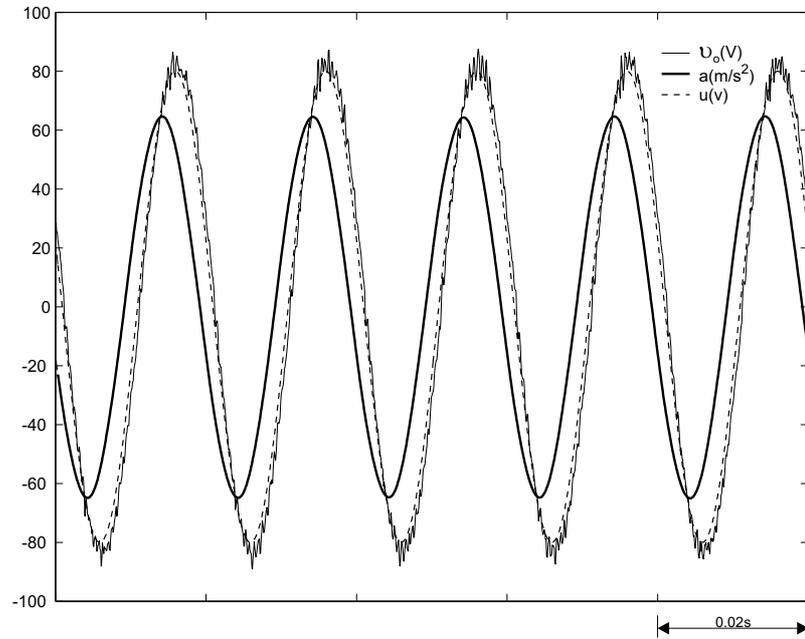


Figura 51: Lei de controle (u), tensão de saída (v_o) e aceleração da máquina de vibração (a) em malha aberta ($f = 50$ Hz, $m_c = 15$ kg).

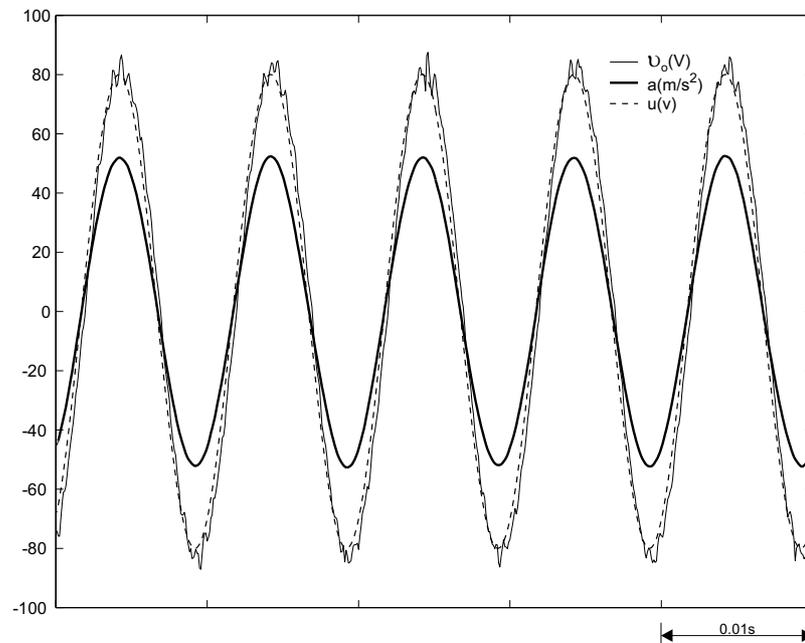


Figura 52: Lei de controle (u), tensão de saída (v_o) e aceleração da máquina de vibração (a) em malha aberta ($f = 100$ Hz, $m_c = 15$ kg).

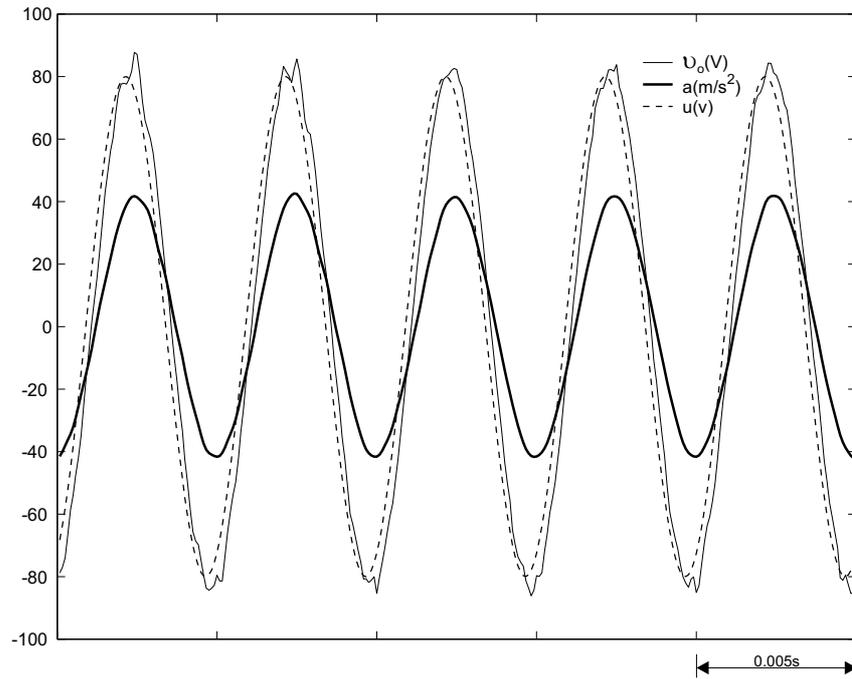


Figura 53: Lei de controle (u), tensão de saída (v_o) e aceleração da máquina de vibração (a) em malha aberta ($f = 200$ Hz, $m_c = 15$ kg).

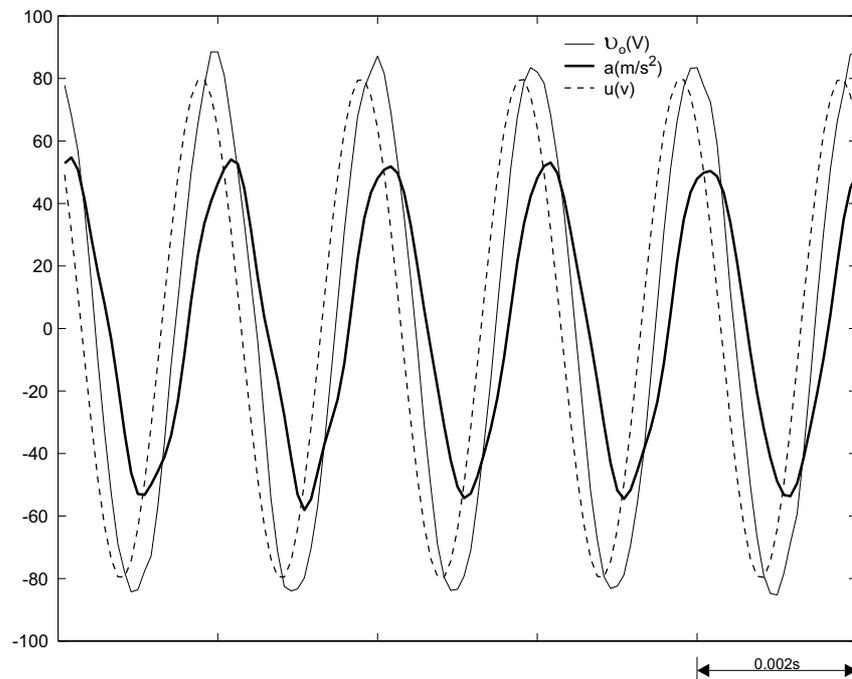


Figura 54: Lei de controle (u), tensão de saída (v_o) e aceleração da máquina de vibração (a) em malha aberta ($f = 500$ Hz, $m_c = 15$ kg).

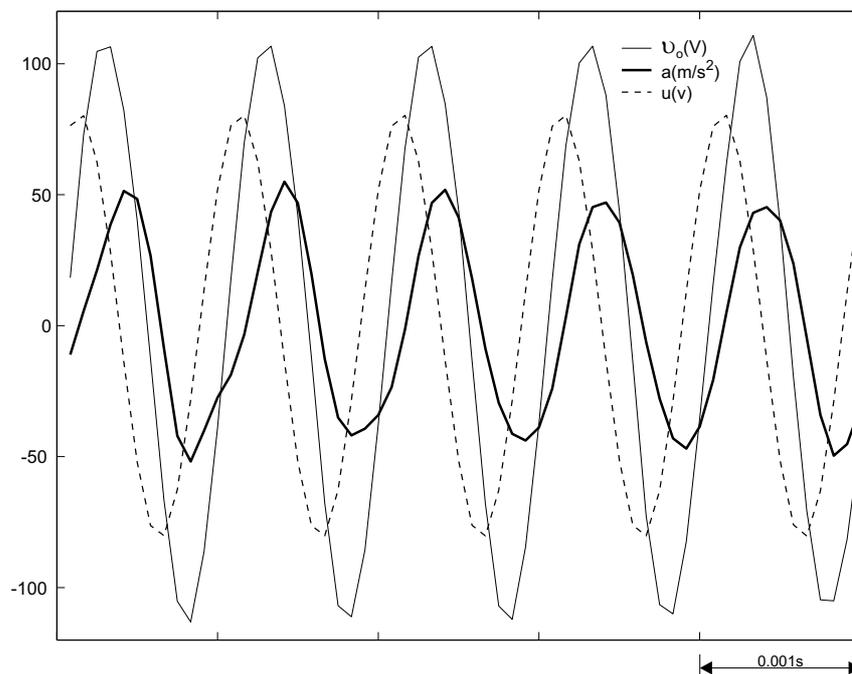


Figura 55: Lei de controle (u), tensão de saída (v_o) e aceleração da máquina de vibração (a) em malha aberta ($f = 1000$ Hz, $m_c = 15$ kg).

A análise dos resultados experimentais mostra que, nas condições em que os testes foram realizados, a tensão de saída da fonte de potência CA é aproximadamente igual à entrada u de referência em uma ampla faixa de frequências. Contudo, acima de 100 Hz, ocorre uma diferença de amplitude e fase bastante significativa, o que leva à necessidade de se utilizar um sistema de controle apropriado capaz de compensar o erro de rastreamento entre v_o^* e v_o .

Diferentemente do que ocorre com a tensão, a aceleração da máquina de vibração eletrodinâmica em malha aberta não é senoidal em toda a faixa de frequências. De modo particular, pode-se verificar que, no limite de frequência inferior de operação da máquina (20 Hz), há uma distorção tão considerável quanto maior é a massa do objeto ensaiado ou a amplitude da tensão aplicada à máquina.

Em altas frequências, especificamente acima de 500 Hz, ressonâncias do

elemento móvel e do corpo de prova tornam a aceleração da máquina de vibração consideravelmente distorcida. Na figura 56, pode-se avaliar a forma de onda em uma frequência onde existe ressonância do conjunto mesa de vibração/objeto ensaiado.

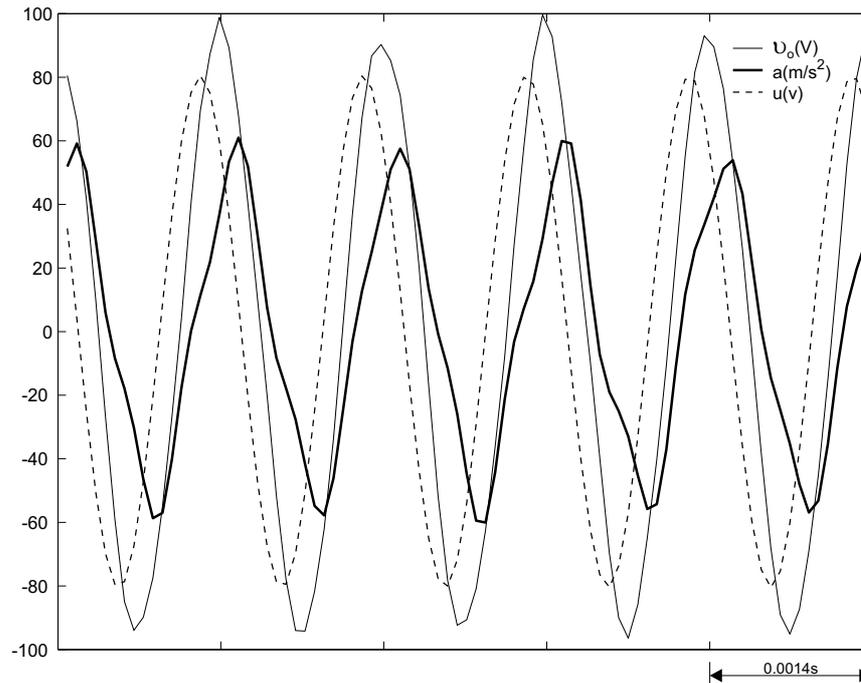


Figura 56: Lei de controle (u), tensão de saída (v_o) e aceleração da máquina de vibração (a) em malha aberta ($f = 700$ Hz, $m_c = 15$ kg).

Os resultados experimentais do sistema operando em malha aberta permitem afirmar que o controle de aceleração da máquina de vibração constitui uma tarefa muito mais complexa do que o controle da tensão de suprimento. Pode-se notar que variações paramétricas e dinâmicas não modeladas têm mais influência sobre a planta da malha de controle de aceleração do que sobre a planta da malha de controle de tensão.

5.2 Sistema em malha fechada

5.2.1 Controlador de tensão

Os parâmetros do controlador RMRAC aplicado ao ajuste da tensão de saída da fonte de potência CA são indicados na tabela 5. As figuras 57 a 62 apresentam resultados experimentais medidos com amplitude constante da tensão de referência v_o^* igual a 80 V. A frequência de vibração é variada entre 20 Hz e 1 kHz e a massa do objeto ensaiado é mantida constante em 15 kg.

Tabela 5: Parâmetros do controlador RMRAC.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Vetor de parâmetros (valor inicial)	$\boldsymbol{\theta}(0)$	$[-1 \ 0,3 \ 0,7]^T$
Matriz de covariância (valor inicial)	$\mathbf{P}(0)$	$100 \times \mathbf{I}_{3 \times 3}$
Vetor de regressão (valor inicial)	$\boldsymbol{\zeta}(0)$	$[0 \ 0 \ 0]^T$
Matriz de dinâmica dos vetores auxiliares	\mathbf{F}	2000
Matriz de ponderação dos sinais de entrada	\mathbf{q}	200
Vetor de filtro de u (valor inicial)	$\boldsymbol{\omega}_1(0)$	0
Vetor de filtro de y (valor inicial)	$\boldsymbol{\omega}_2(0)$	0
Fator limitador de dinâmica não modelada	$\bar{\mu}$	0,03
Fator limitador da matriz de covariância	R	10
Fator limitador da função σ -modification	M_0	20
Valor máximo da função σ -modification	σ_0	0,1
Constante do controlador RMRAC	δ_0	0,7
Constante do controlador RMRAC	δ_1	1
Constante do controlador RMRAC	λ	10
Ganho direto do sinal de referência	c_o	0,7

Tal como constatado em [8], a ação de controle RMRAC é capaz de garantir excelente rastreamento entre v_o^* e a tensão de saída v_o da fonte de potência CA. Diferenças de amplitude e fase constatadas acima de 100 Hz quando da operação do sistema em malha aberta são agora compensadas satisfatoriamente, o que possibilita a implementação da malha de controle de aceleração sob a hipótese de igualdade entre v_o^* e v_o .

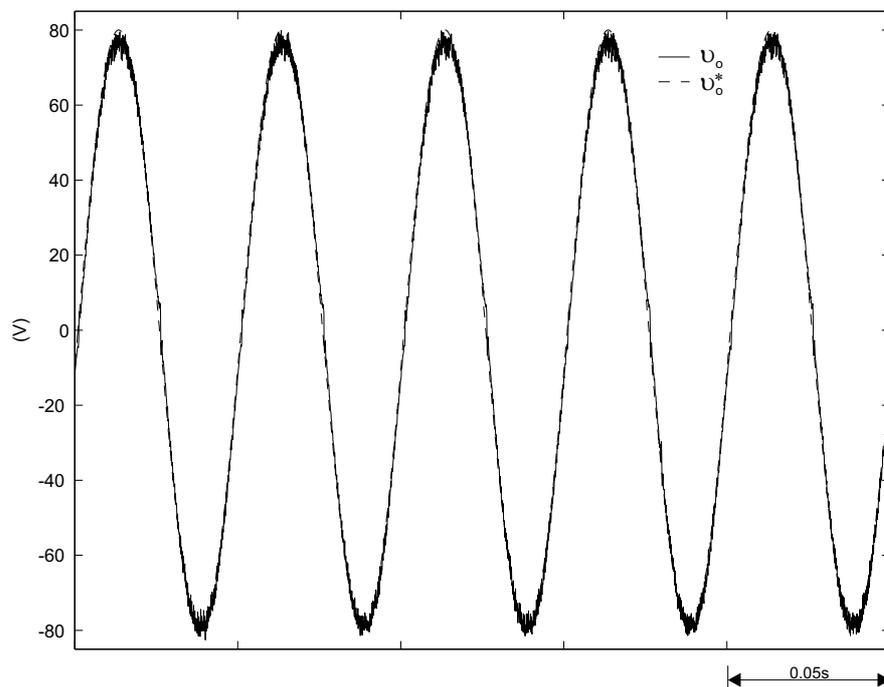


Figura 57: Tensão de referência (v_o^*) e tensão de saída da fonte de potência CA (v_o) em malha fechada ($f = 20$ Hz, $m_c = 15$ kg).

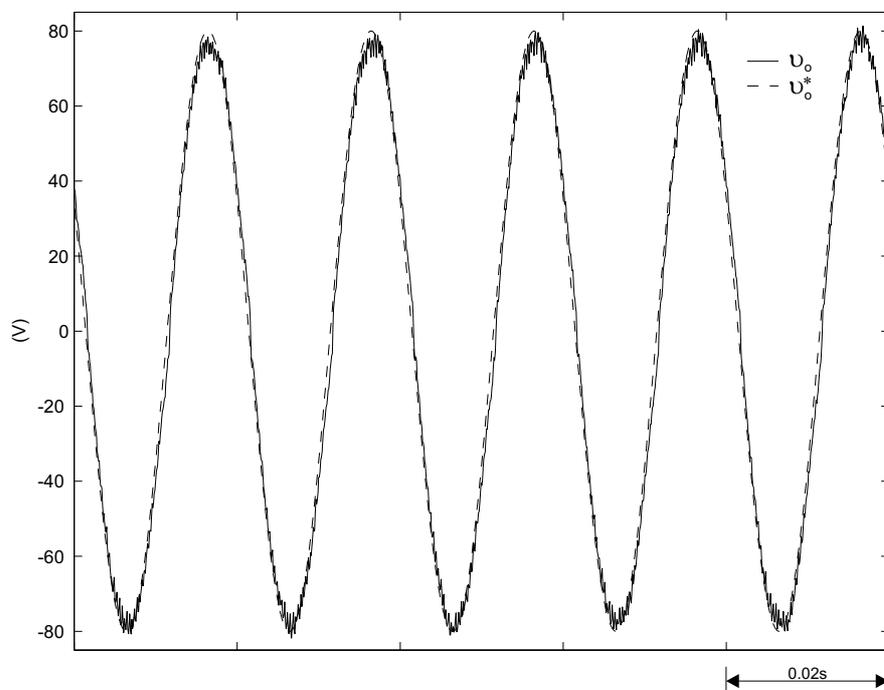


Figura 58: Tensão de referência (v_o^*) e tensão de saída da fonte de potência CA (v_o) em malha fechada ($f = 50$ Hz, $m_c = 15$ kg).

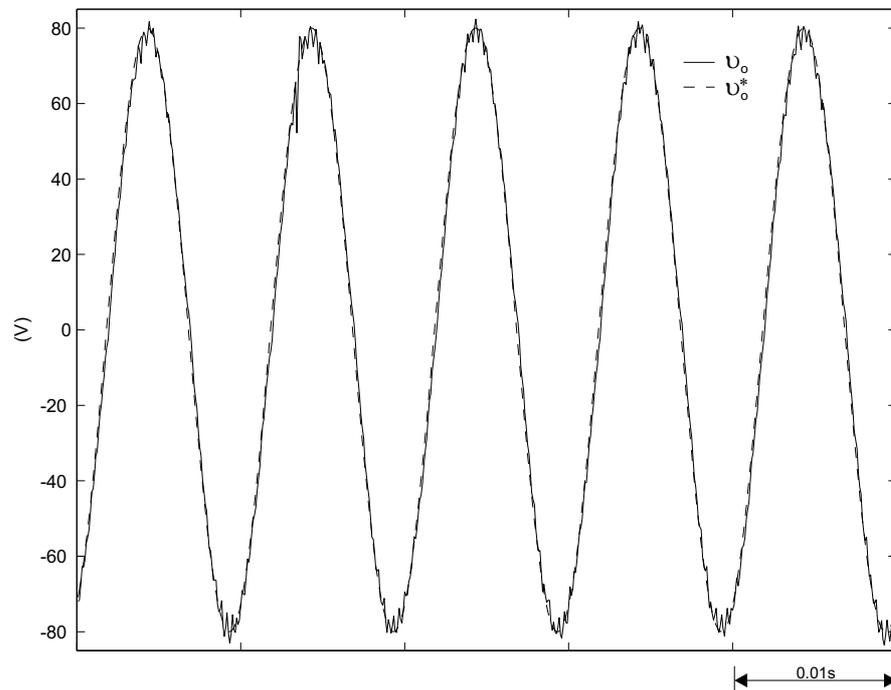


Figura 59: Tensão de referência (v_o^*) e tensão de saída da fonte de potência CA (v_o) em malha fechada ($f = 100$ Hz, $m_c = 15$ kg).

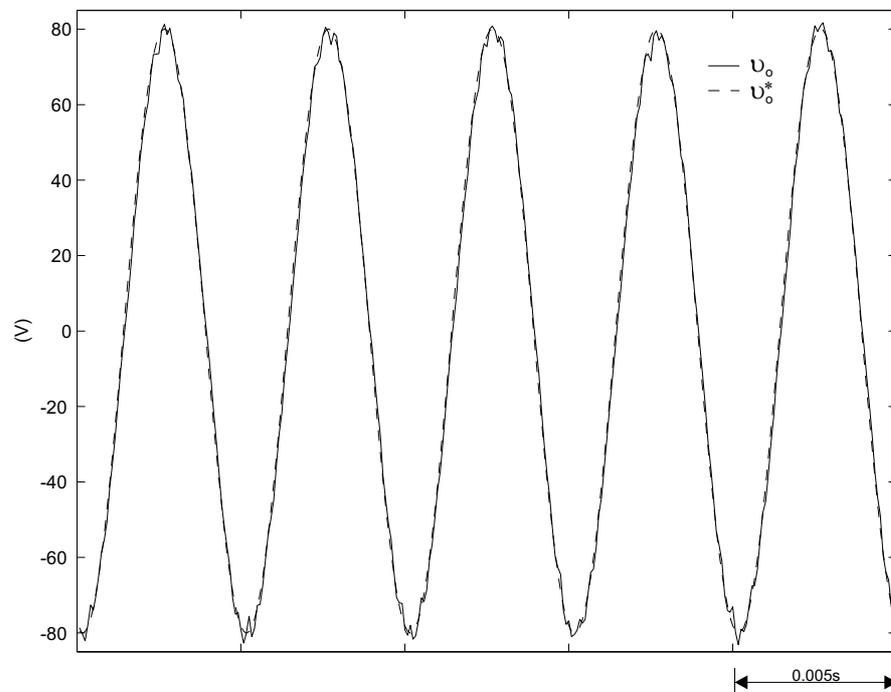


Figura 60: Tensão de referência (v_o^*) e tensão de saída da fonte de potência CA (v_o) em malha fechada ($f = 200$ Hz, $m_c = 15$ kg).

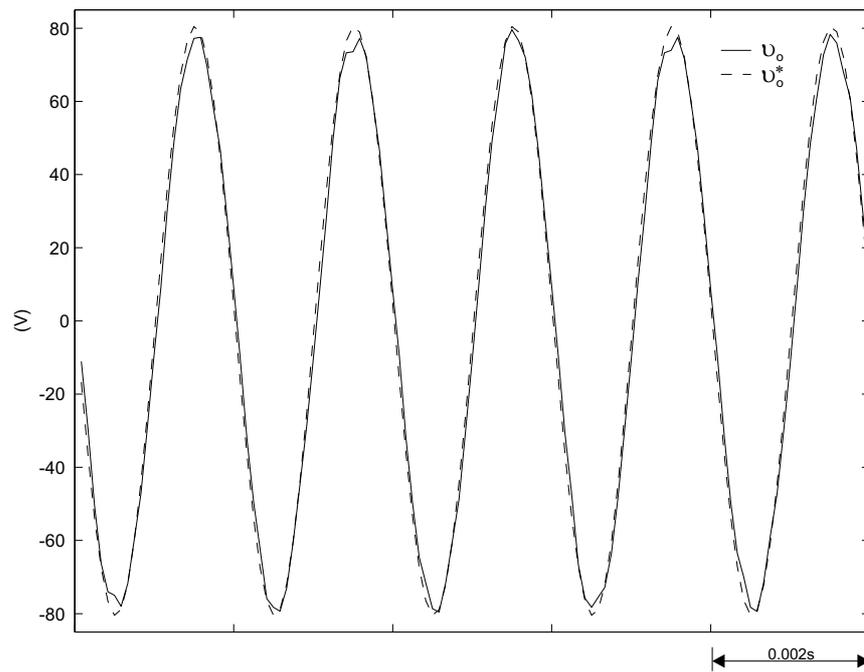


Figura 61: Tensão de referência (v_o^*) e tensão de saída da fonte de potência CA (v_o) em malha fechada ($f = 500$ Hz, $m_c = 15$ kg).

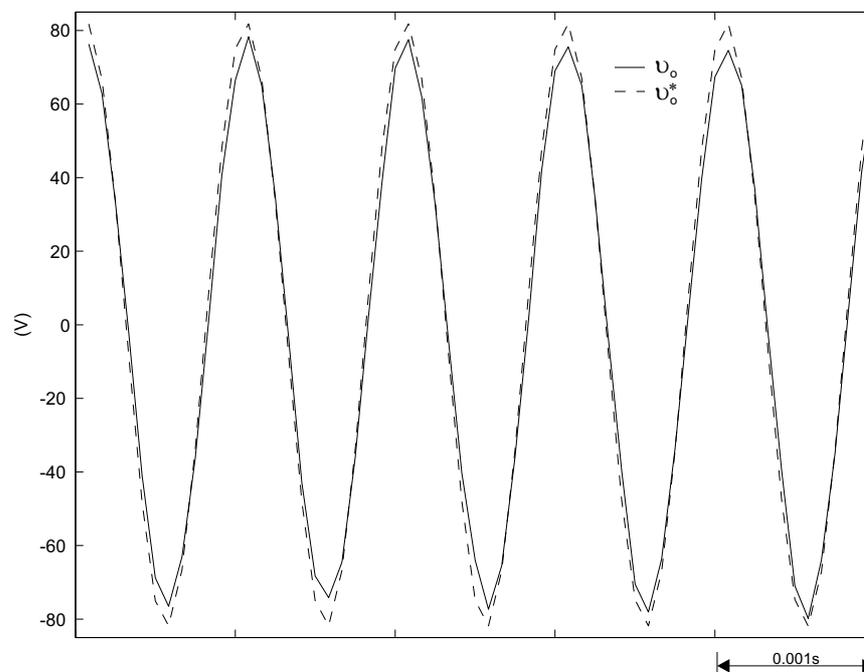


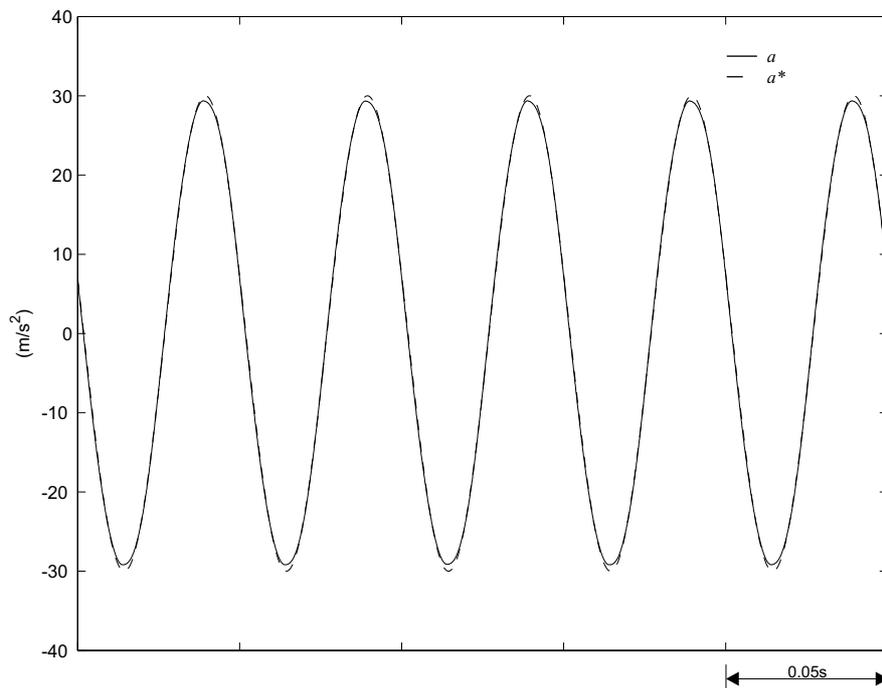
Figura 62: Tensão de referência (v_o^*) e tensão de saída da fonte de potência CA (v_o) em malha fechada ($f = 1000$ Hz, $m_c = 15$ kg).

5.2.2 Controlador de aceleração

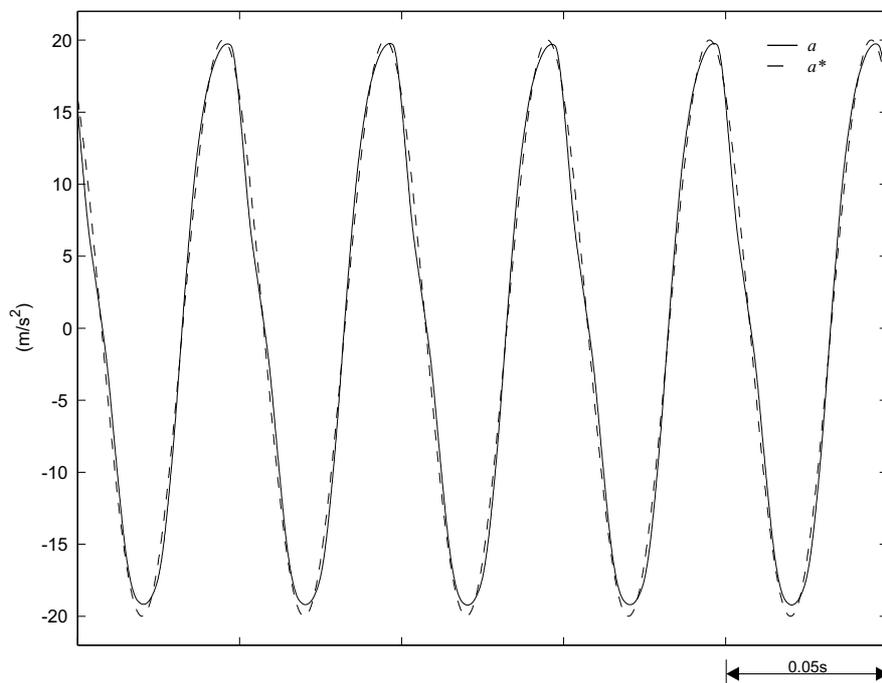
O desempenho do sistema de controle proposto foi avaliado sob duas condições de massa do objeto ensaiado: 0 kg e 15 kg. A razão principal que justifica a escolha de 15 kg em uma faixa possível de 0 a 60 kg é o fato de que a máquina de vibração disponível é comumente utilizada em testes de vibrações de silenciadores. Nesse caso em especial, o objeto ensaiado raramente excede 15 kg. Além disso, segundo a equação 2.1 e a figura 4, o limite de aceleração da máquina de vibração é amplamente restringido pela massa do corpo de prova. Assim, desde que os testes experimentais foram realizados segundo a aceleração definida no ensaio de busca de ressonância da norma ANSI/ASAE EP455 [9], torna-se extremamente difícil obter amplitudes iguais a 55 m/s^2 com objetos de 30 ou 60 kg, sobretudo em baixas frequências.

As figuras 63 a 66 indicam que o sistema de controle proposto garante excelente rastreamento entre a aceleração de referência a^* e a aceleração a da máquina de vibração entre 20 Hz e 200 Hz. A influência de variações dos parâmetros elétricos da armadura e da massa do objeto ensaiado é devidamente compensada pela ação do controlador *feedforward* robusto a distúrbios.

Deve-se notar que a máxima amplitude possível de aceleração em frequências tão baixas quanto 20 Hz é igual a 30 m/s^2 quando a massa do objeto é nula e 20 m/s^2 quando a massa é igual a 15 kg (63(a) e 63(b)). Nas demais frequências, particularmente acima de 25 Hz, foi constatado que a máquina de vibração é passível de operação em 55 m/s^2 com 15 kg. Na figura 67, pode-se avaliar o desempenho da máquina quando operando com aceleração superior ao limite imposto pelo objeto ensaiado.

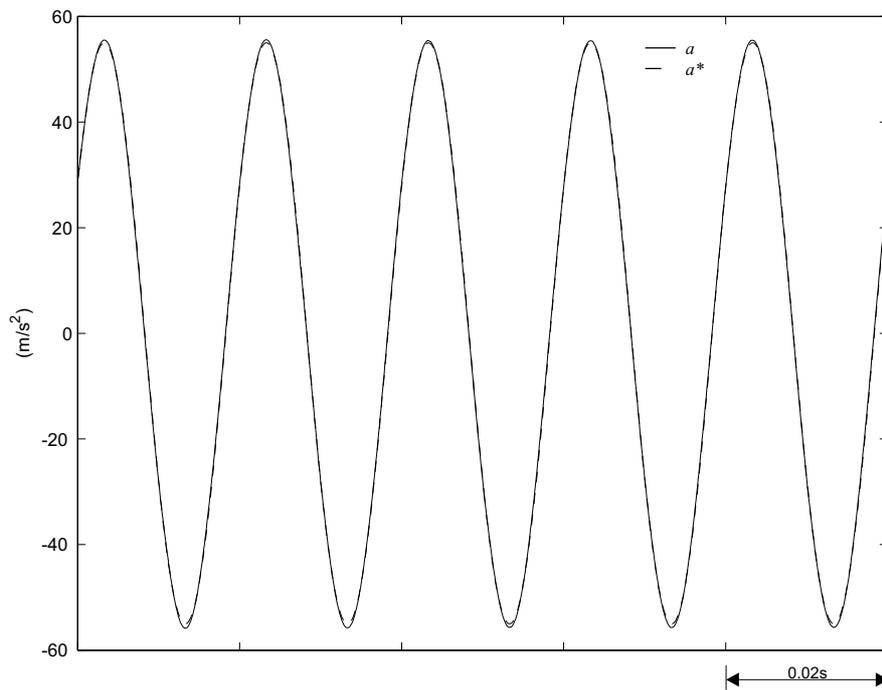


(a)

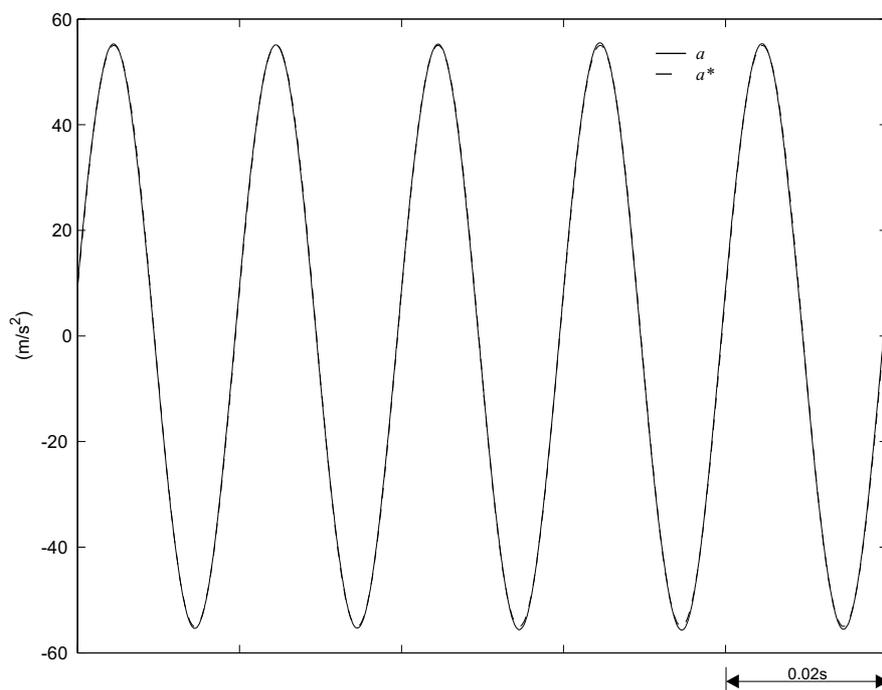


(b)

Figura 63: Aceleração de referência e aceleração da máquina de vibração em malha fechada (20 Hz). (a) $m_c = 0$ kg. (b) $m_c = 15$ kg.

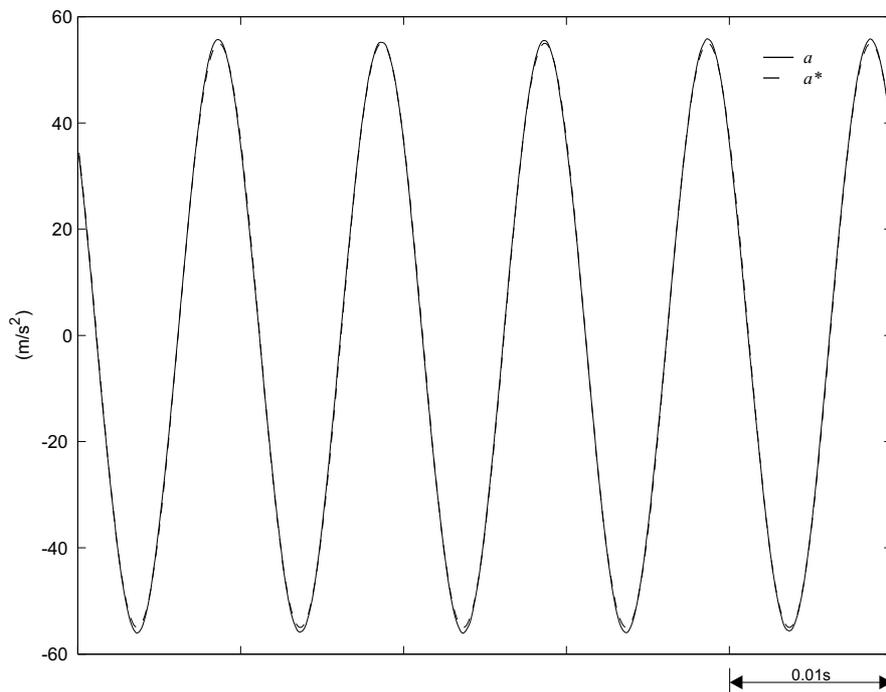


(a)

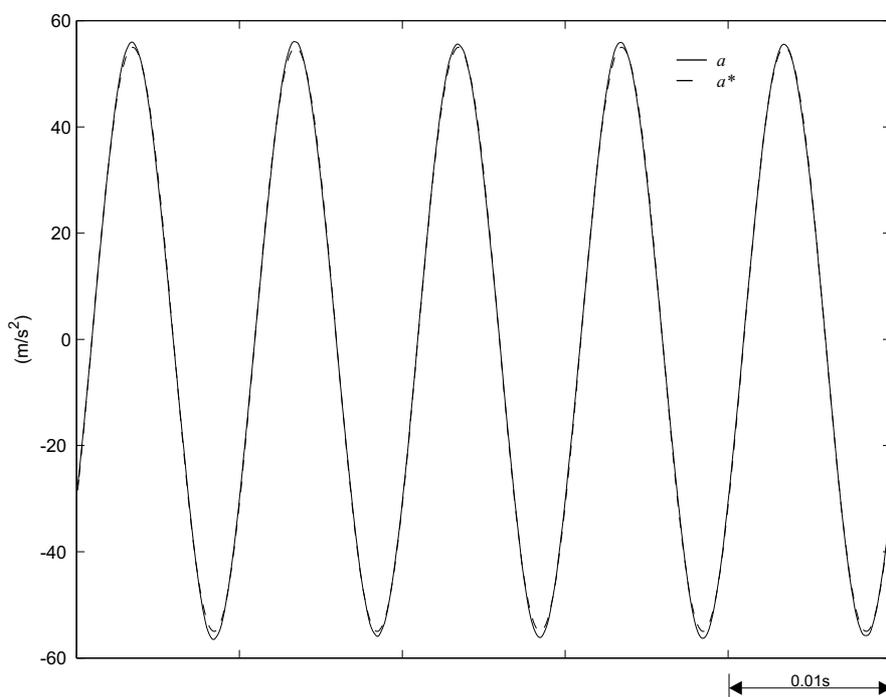


(b)

Figura 64: Aceleração de referência e aceleração da máquina de vibração em malha fechada (50 Hz). (a) $m_c = 0$ kg. (b) $m_c = 15$ kg.

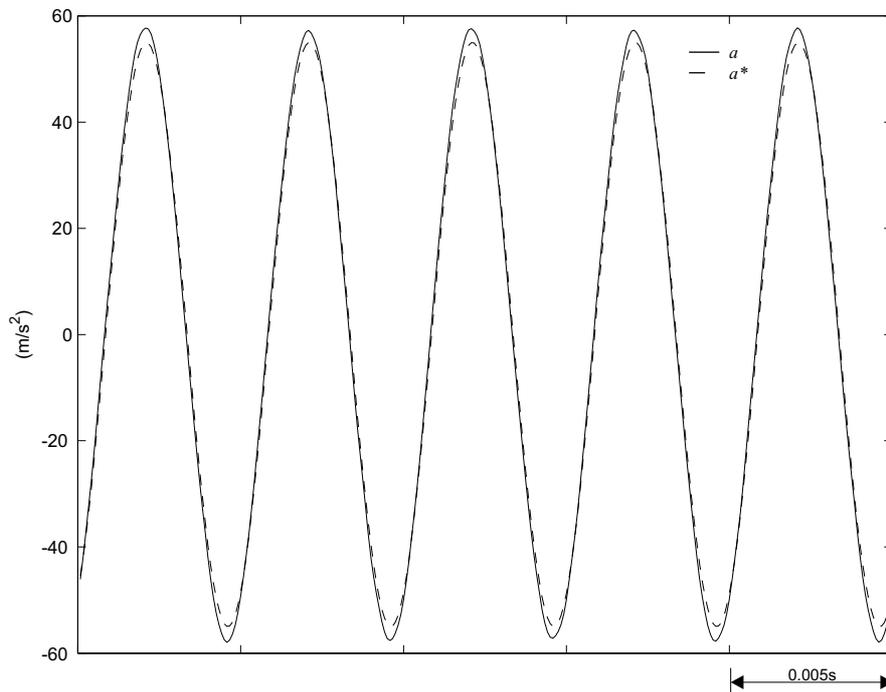


(a)

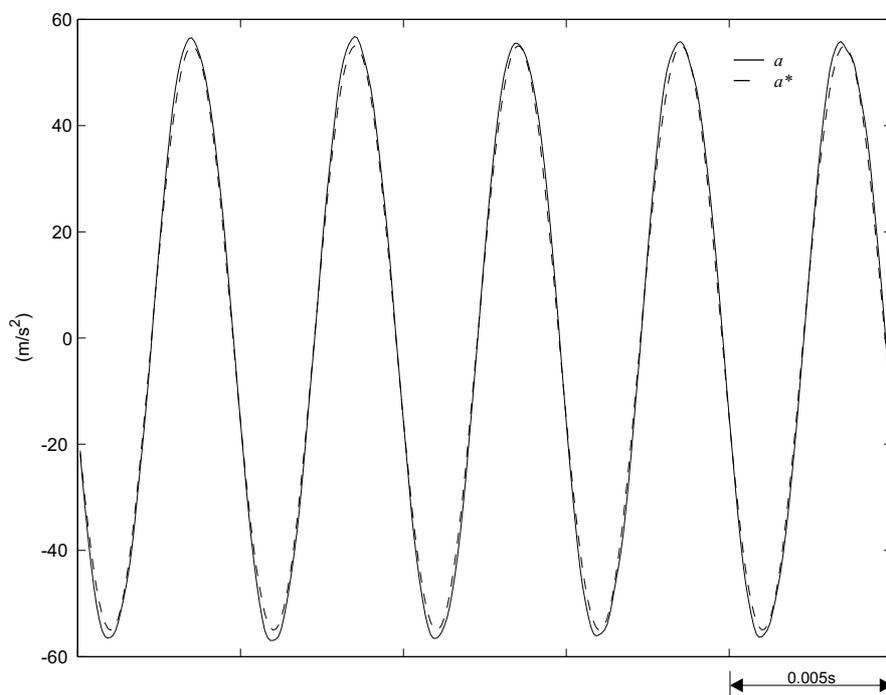


(b)

Figura 65: Aceleração de referência e aceleração da máquina de vibração em malha fechada (100 Hz). (a) $m_c = 0$ kg. (b) $m_c = 15$ kg.



(a)



(b)

Figura 66: Aceleração de referência e aceleração da máquina de vibração em malha fechada (200 Hz). (a) $m_c = 0$ kg. (b) $m_c = 15$ kg.

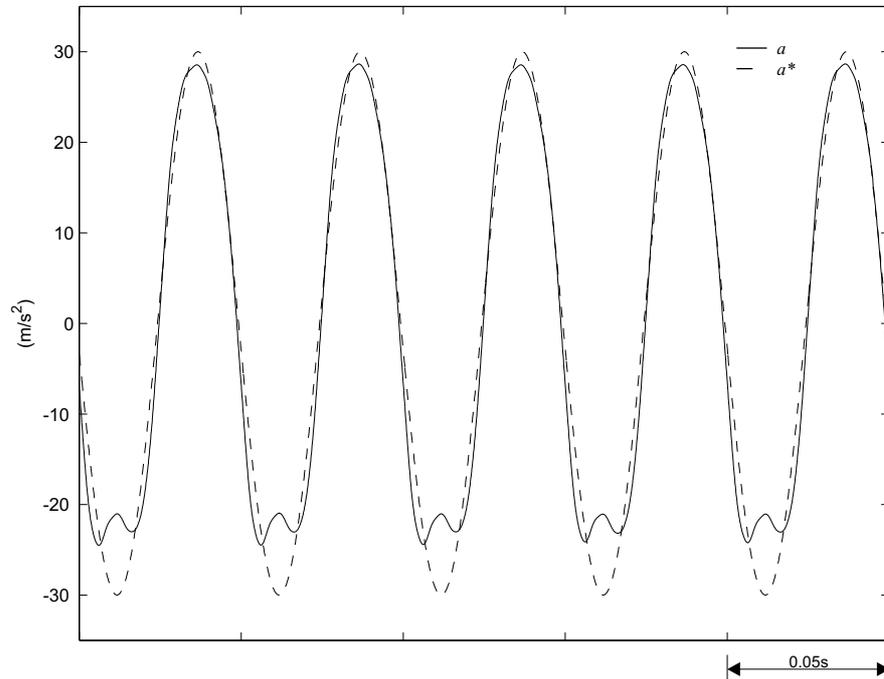


Figura 67: Aceleração de referência e aceleração da máquina de vibração em malha fechada ($f = 20$ Hz, $m_c = 15$ kg e $a_{max} = 30$ m/s^2).

Acima de 200 Hz, o sistema de controle perde gradativamente a capacidade de compensar o erro de rastreamento entre a saída da planta e a aceleração de referência. Por isso, necessita-se, ainda, realizar investigações minuciosas quanto ao projeto e à estrutura do controlador de forma que vibrações tão rápidas quanto 2 kHz possam ser controladas.

6 CONCLUSÃO

O desenvolvimento de sistemas de controle para ensaios de vibrações é um tema de grande relevância e complexidade. Desempenho satisfatório no rastreamento da aceleração de referência e robustez em malha fechada somente são obtidos com o emprego de esquemas capazes de lidar com as variações paramétricas existentes na planta, com os efeitos de vibrações harmônicas, ressonâncias do objeto ensaiado, dinâmicas não modeladas e distúrbios desconhecidos.

O presente trabalho teve como principal contribuição a apresentação de um novo tipo de controlador digital de aceleração para ensaios com vibrações senoidais em máquinas de vibração eletrodinâmicas supridas por fontes de potência CA com comutação. Adicionalmente, apresentou uma solução para medição de aceleração em ensaios de vibrações.

Inicialmente, o capítulo II fez uma síntese das principais características das máquinas de vibração eletrodinâmicas e descreveu detalhadamente o sistema proposto, com determinação experimental do modelo dinâmico. O capítulo III foi dedicado ao desenvolvimento da instrumentação, com apresentação das principais técnicas utilizadas em medições de vibrações e o projeto, simulação, implementação e testes experimentais da solução proposta. O sistema de controle utilizando uma malha para regulação de aceleração da máquina de

vibração e outra para ajuste da tensão de saída da fonte de potência CA foi apresentado no capítulo IV. Com um algoritmo adaptativo robusto por modelo de referência aplicado à malha de controle de tensão e um controlador *feedforward* e *feedforward* robusto aplicado à malha de aceleração, os resultados experimentais do capítulo V indicaram que o sistema apresenta excelente rastreamento da aceleração de referência e robustez em malha fechada entre 20 Hz e 200 Hz.

Como sugestão de trabalhos futuros, cita-se

- a utilização de pré-amplificadores modo carga para medição de aceleração com ganho constante em frequências tão baixas quanto 10 Hz;
- a aplicação do sistema de controle proposto em máquinas de vibração que operem em 10 Hz;
- o projeto e a implementação de uma fonte de potência CA com capacidade de geração de formas de onda senoidais entre 10 Hz e 2 kHz;
- investigação do desempenho do controlador de aceleração para regular vibrações tão rápidas quanto 2000 Hz;
- comparação com sistemas que manipulam correntes elétricas para ajustar a aceleração da máquina de vibração;
- desenvolvimento de um sistema de controle digital de aceleração para ensaios com vibrações randômicas;
- estudo de técnicas de controle adaptativo robusto aplicáveis a plantas de fase não-mínima.

O desenvolvimento de um algoritmo adaptativo e robusto com possibilidade de aplicação em plantas cuja parte modelada é de fase não-mínima constitui ainda grande desafio para a comunidade acadêmica voltada a controladores adaptativos. Por essa razão, propostas capazes de relaxar uma das principais limitações de esquemas de controle RMRAC serão de grande contribuição.

REFERÊNCIAS

- [1] BROCH, J. T. *Mechanical Vibration and Shock Measurements*. 2nd. ed. Naerum: Brüel & Kjaer, 1980.
- [2] HARRIS, C. M. *Shock and Vibration Handbook*. 4th. ed. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [3] CHEN, T. H.; LIAW, C. M. Vibration acceleration control of an inverted-fed electrodynamic shaker. *IEEE/ASME Transactions On Mechatronics*, v. 4, p. 60–70, mar. 1999.
- [4] LIAW, C. M.; YU, W. C.; CHEN, T. H. Random vibration test control of an inverted-fed electrodynamic shaker. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, v. 49, p. 587–594, jun. 2002.
- [5] CARATI, E. G. *Um Controle Repetitivo Adaptativo Robusto por Modelo de Referência Aplicado a Fontes Ininterruptas de Energia*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 1999.
- [6] CARATI, E. G.; MONTAGNER, V. F.; GRÜNDLING, H. A. A single-phase ac power source using robust model reference adaptive control. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS CONFERENCE, 26., 2000, Nagoya. *Proceedings...* Nagoya: IEEE, 2000. p. 1428–1432.
- [7] CARATI, E. G. et al. Adaptive robust dsp-based single phase ac power source. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CONTROL APPLICATIONS, 4., 2001, Mexico City. *Proceedings...* Mexico City: IEEE, 2001. p. 24–28.
- [8] STEFANELLO, M.; CARATI, E. G. Environment for random and sinusoidal vibration test control of an inverter-fed electrodynamic shaker. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2., 2003, Rio de Janeiro. *Proceedings...* Rio de Janeiro: IEEE, 2003. p. 1093–1098.
- [9] AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE/AMERICAN SOCIETY OF AGRICULTURAL ENGINEERS. *ANSI/ASAE EP455-1991*: Environmental considerations in development of mobile agricultural electrical/electronic components. St Joseph, jul. 1991. 8 p.
- [10] GEPOC. *AC Power Source: Manual de Utilização*. Santa Maria, 2002.

-
- [11] GEPOC. *Placa Multifunção para Controle de Processos PMCP 16/200: Manual de Utilização*. Santa Maria, 2001.
- [12] TIRA. *Mesa para Ensaios de Vibrações ST 5000/300: Manual de Utilização*. Schalkau, 1965.
- [13] STEVENSON, W. D. *Elementos de Análise de Sistemas de Potência*. 2. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 1986.
- [14] MARSHALL, S. V.; SKITEK, G. G. *Electromagnetic Concepts and Applications*. 3rd. ed. London: Prentice Hall, 1990.
- [15] BRÜEL & KJAER. *Piezoelectric DeltaShear Accelerometers: Product Data*. Naerum.
- [16] WEBSTER, J. G. *The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*. Boca Raton: CRC Press, 1999.
- [17] PALLÁS-ARENY, R.; WEBSTER, J. G. *Sensors and Signal Conditioning*. New York: John Wiley & Sons, 1991.
- [18] SERRIDGE, M.; LICHT, T. R. *Piezoelectric Accelerometers and Vibration Preamplifiers: Theory and Application Handbook*. Naerum: Brüel & Kjaer, 1987.
- [19] WALTER, P. L. *The Handbook of Dynamic Force, Pressure and Acceleration Measurement*. San Juan Capistrano: Endevco Corporation, 2001.
- [20] KARKI, J. *3-V Accelerometer Featuring TLV2772*. Texas Instruments Application Report SLVA040, 1998.
- [21] KARKI, J. *Signal Conditioning Piezoelectric Sensors*. Texas Instruments Application Report SLOA033A, set. 2000.
- [22] PENNINGTON, D. *In-Place Calibration of Piezoelectric Crystal Accelerometer Amplifier Systems*. Endevco Technical Paper TP211, may 1960.
- [23] PENNINGTON, D. *Charge Amplifier Applications*. Endevco Technical Paper TP224, jan. 1965.
- [24] PENNINGTON, D. *Piezoelectric Transducers*. Endevco Technical Paper TP225, jan. 1965.
- [25] THOMAS, R. L. *Signal Conditioning for Commonly Used Sensors*. Endevco Technical Paper TP242, jun. 1968.
- [26] PENNINGTON, D. *Current Piezoelectric Technology*. Endevco Technical Paper TP244, 1968.

-
- [27] OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. *Discrete-Time Signal Processing*. London: Prentice Hall International, 1989.
- [28] HAYKIN, S.; VEEN, B. V. *Sinais e Sistemas*. Porto Alegre: Bookman, 2001.
- [29] PHILLIPS, C. L.; NAGLE, H. T. *Digital Control System Analysis and Design*. 3rd. ed. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1995.
- [30] OGATA, K. *Discrete-Time Control Systems*. 2nd. ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1994.
- [31] GRÜNDLING, H. A. *Controle Adaptativo Robusto por Modelo de Referência*. Tese (Doutorado) — Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos, 1995.
- [32] CARATI, E. G. *Controle Adaptativo Robusto por Modelo de Referência e Controle Repetitivo em Tempo Discreto: uma Abordagem Entrada/Saída*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2003.
- [33] IOANNOU, P. A.; SUN, J. *Robust Adaptive Control*. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1996.
- [34] OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 3. ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos, 1998.