

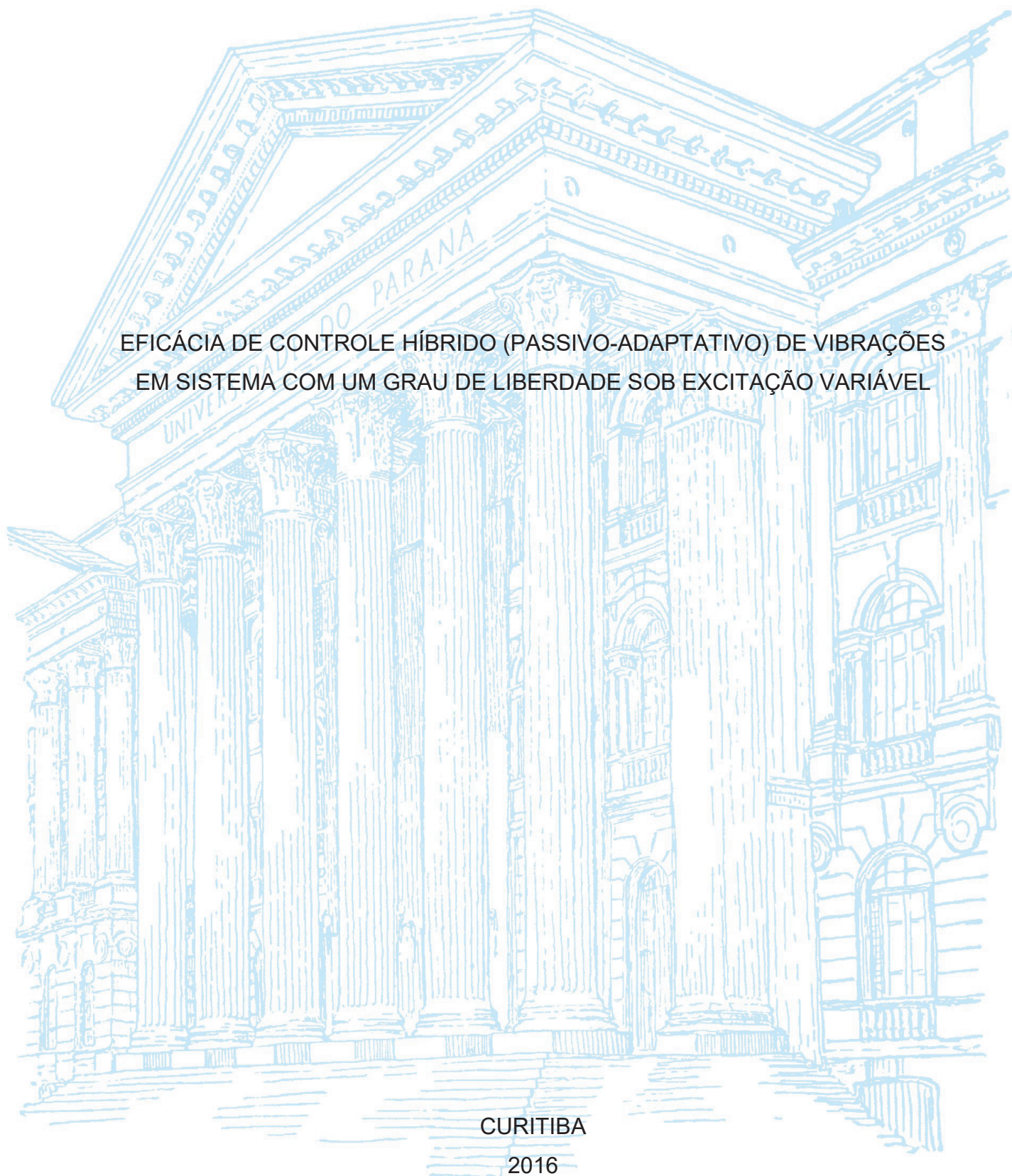
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

ROBERTO LUIZ SCHWARZ

EFICÁCIA DE CONTROLE HÍBRIDO (PASSIVO-ADAPTATIVO) DE VIBRAÇÕES
EM SISTEMA COM UM GRAU DE LIBERDADE SOB EXCITAÇÃO VARIÁVEL

CURITIBA

2016



ROBERTO LUIZ SCHWARZ

EFICÁCIA DE CONTROLE HÍBRIDO (PASSIVO-ADAPTATIVO) DE VIBRAÇÕES EM
SISTEMA COM UM GRAU DE LIBERDADE SOB EXCITAÇÃO VARIÁVEL

Dissertação de mestrado submetida ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, como requisito para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Mecânica, na área de concentração de Fenômenos de Transporte e Mecânica dos Sólidos, na Linha de Pesquisa em Mecânica dos Sólidos e Vibrações.

Orientador: Prof. Eduardo Márcio de Oliveira Lopes, PhD.

CURITIBA

2016

Catálogo na Fonte: Sistema de Bibliotecas, UFPR
Biblioteca de Ciência e Tecnologia

S411e Schwarz, Roberto Luiz

Eficácia de controle híbrido (passivo-adaptativo) de vibrações em sistema com um grau de liberdade sob excitação variável [recurso eletrônico] / Roberto Luiz Schwarz, 2016.

Dissertação (mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná.
Orientador: Prof. PhD Eduardo Márcio de Oliveira Lopes

1. Mecânica – Vibração. 2. Vibração. 3. Amortecimento (Mecânica). I. Universidade Federal do Paraná. II. Lopes, Eduardo Márcio de Oliveira. III. Título.

CDD 620.3

Bibliotecária: Vilma Machado CRB9/1563

TERMO DE APROVAÇÃO

ROBERTO LUIZ SCHWARZ

EFICÁCIA DE CONTROLE HÍBRIDO (PASSIVO-ADAPTATIVO) DE VIBRAÇÕES EM SISTEMA COM UM GRAU DE LIBERDADE SOB EXCITAÇÃO VARIÁVEL

Dissertação aprovada como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Mecânica do Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal do Paraná, na área de concentração Fenômenos de Transporte e Mecânica dos Sólidos.

Banca Examinadora:


Prof. Dr. Marco Antonio Luersen
UTFPR


Prof. Dr. Carlos Alberto Bavastri
UFPR


Prof. Dr. Eduardo Luiz Ortiz Batista
UFSC

Curitiba, 14 de março de 2016.

Dedico este trabalho aos meus pais, Theodor Schwarz e Lenir Tissiani Schwarz, à minha esposa, Kátia Kalko Schwarz, e ao meu filho Douglas Kalko Schwarz por estarem sempre comigo, apoiando, ensinando, compartilhando e sobretudo despertando o desejo de sempre ser uma pessoa melhor.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pelo dom da vida.

Aos meus irmãos, compartilhem e apoiarem as conquistas da vida.

Ao Professor Carlos Alberto Bavastri, pelas orientações, ensinamentos e incentivos.

Ao amigo e bolsista de iniciação científica Maurício Radloff Barghouthi, pela participação e contribuição no desenvolvimento das atividades.

Às pessoas envolvidas no grupo de pesquisa GVIBS e no laboratório LAVIBS.

Aos colegas de trabalho da UTFPR, que direta ou indiretamente contribuíram ou estimularam essa empreitada.

A instituição UFPR e ao programa de pós-graduação PGMEC, pela estrutura física, humana e excelência na formação profissional e intelectual.

À instituição UTFPR, pela liberação do exercício da profissão, permitindo dedicação exclusiva à capacitação profissional.

À Agência Nacional do Petróleo, Gás Natural e Biocombustível (ANP), à Financiadora de Estudos e Projetos (FINEP) e o Ministério da Ciência Tecnologia e Inovação (MCTI), pelo apoio financeiro, por meio do Programa de Recursos Humanos da ANP para o Setor Petróleo e Gás (PRH-ANP/MCTI), e à Petrobras.

E principalmente, ao Professor Eduardo Márcio de Oliveira Lopes, pelas ações que vão além de orientador, atuando como mentor intelectual. Exemplo a ser seguido e admirado no exercício da profissão de docente.

RESUMO

As vibrações mecânicas são inerentes às solicitações dinâmicas de uma estrutura ou sistema mecânico e, quando indesejáveis, exigem a aplicação de técnicas de controle, para eliminar ou reduzir seus efeitos, de modo que um desempenho dinâmico satisfatório seja alcançado e mantido. O presente documento apresenta um estudo em que um sistema de controle híbrido de vibração é implementado e investigado, através de simulação com a plataforma LabView. Esse sistema é composto por um subsistema passivo, constituído por um neutralizador dinâmico viscoelástico, e por um subsistema ativo-adaptativo, que emprega algoritmos LMS (*Least Mean Square*). O sistema de controle híbrido é aplicado a um motor elétrico com desbalanceamento, originado pelo deslocamento do centro de massa do rotor em relação ao eixo de rotação do conjunto. O modelo matemático adotado, com um grau de liberdade, permite um exame particularizado da condição operacional do motor, que inclui a partida (aceleração), regime de trabalho (velocidade constante) e parada (desaceleração). A excitação observada é variável e ocorre numa faixa ampla de frequência, buscando simular o real comportamento do motor. Sabe-se, de estudos anteriores, que a composição desses dois subsistemas de controle associa robustez, flexibilidade e adaptabilidade, conferindo também ao sistema global mais confiabilidade, uma vez que ocorre uma operação com segurança mútua. Ou seja, na perda de desempenho ou mesmo falha de um subsistema, o outro ainda pode manter um certo nível de controle. Verifica-se, no presente estudo, a eficácia do sistema de controle híbrido proposto na situação abordada, com claras perspectivas para continuidade das investigações.

Palavras-chave: Controle híbrido de vibrações. Neutralizador viscoelástico. Algoritmo LMS. Filtro adaptativo.

ABSTRACT

Mechanical vibrations are inherent to the dynamic excitation of a structure or mechanical system, and when they are undesirable, it is required the application of control techniques to eliminate or reduce their effect, so that a satisfactory dynamic performance is achieved and maintained. This dissertation presents a study in which a hybrid vibration control system is implemented and investigated through simulation using the LabView platform. This system is composed of a passive subsystem, comprising a viscoelastic dynamic neutralizer, and an active-adaptive subsystem, which employs LMS (Least Mean Square) algorithms. The hybrid control system is applied to an electric motor with unbalance, caused by the relative displacement of the rotor center of mass to the rotational axis of the assembly. The adopted mathematical model, having a single degree of freedom, allows detailed examination of the motor operational condition, which includes the stages of start (acceleration), work (constant speed) and stop (deceleration). The observed excitation is variable and occurs in a wide frequency range, trying to simulate the real motor behavior. It is known from previous studies that the association of two control subsystems provides robustness, flexibility and adaptability, apart from improving the reliability of the overall system. This is due to the fact it operates with mutual safety, so when there is a loss of performance or even a failure of a subsystem, the other subsystem can still maintain a certain level of control. In this study, it is shown the efficacy of the proposed hybrid control system in the addressed situation, with clear prospects for continuing the investigations.

Keywords: Hybrid vibration control. Neutralizer viscoelastic. LMS algorithm. Adaptive filter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1 - COLAPSO DA PONTE TACOMA NARROWS (EUA).....	16
FIGURA 2 - (a) NEUTRALIZADORES VISCOELÁSTICOS FIXADOS NO SISTEMA PRIMÁRIO; (b) DETALHE DO NEUTRALIZADOR.....	19
FIGURA 3 - MÓDULO DE CISALHAMENTO E FATOR DE PERDA DE MATERIAIS VISCOELÁSTICOS EM FUNÇÃO DA: (a) TEMPERATURA; (b) FREQUÊNCIA.....	20
FIGURA 4 - SISTEMA DE CONTROLE <i>FEEDBACK</i> : (a) COMPONENTES; (b) DIAGRAMA DE BLOCOS.	21
FIGURA 5 - SISTEMA DE CONTROLE <i>FEEDFORWARD</i> : (a) COMPONENTES; (b) DIAGRAMA DE BLOCOS.	21
FIGURA 6 - REPRESENTAÇÃO DO FILTRO COM ESTRUTURA FIR.	22
FIGURA 7 - REPRESENTAÇÃO DO FILTRO COM ESTRUTURA FIR NA FORMA ADAPTATIVA.....	23
FIGURA 8 - REPRESENTAÇÃO DO FILTRO COM ESTRUTURA IIR NA FORMA MAIS GERAL.	24
FIGURA 9 - REPRESENTAÇÃO DO SISTEMA MECÂNICO: (a) MOTOR ELÉTRICO DESBALANCEADO; (b) MODELO EQUIVALENTE COM UM GRAU DE LIBERDADE; (c) DIAGRAMA DE BLOCOS.....	30
FIGURA 10 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA.....	31
FIGURA 11 - ESQUEMA DE UM NEUTRALIZADOR SIMPLES (UM GRAU DE LIBERDADE).	37
FIGURA 12 - (a) NEUTRALIZADOR ACOPLADO AO SISTEMA PRIMÁRIO; (b) SISTEMA EQUIVALENTE DO NEUTRALIZADOR ACOPLADO AO SISTEMA PRIMÁRIO.....	39
FIGURA 13 - (a) SISTEMA COMPOSTO EM ESTUDO; (b) SISTEMA COMPOSTO EQUIVALENTE COM PARÂMETROS EQUIVALENTES GENERALIZADOS.	40
FIGURA 14 - CURVAS DO MÓDULO DE CISALHAMENTO E FATOR DE PERDA DA BORRACHA BUTÍLICA A 25°C.....	42
FIGURA 15 - FRF COM NDVS PROJETADOS PARA $\Omega_{np} = \Omega_a$ E TEMPERATURA DE PROJETO $T_s = 298 K$, COM OS ELASTÔMEROS NEOPRENE, BORRACHA BUTÍLICA E EAR C-1002.....	43

FIGURA 16 - NEUTRALIZADOR DE BORRACHA BUTÍLICA EM VÁRIAS TEMPERATURAS. PROJETO COM $\Omega_{np} = \Omega_a$ E $T_S = 25^\circ\text{C}$. (a) FUNÇÃO RESPOSTA EM FREQUÊNCIA (FRF) DO SISTEMA COMPOSTO; (b) MÓDULO DE CISALHAMENTO E FATOR DE PERDA DO ELASTÔMERO.	44
FIGURA 17 - NEUTRALIZADOR DE EAR C-1002 EM VÁRIAS TEMPERATURAS. PROJETO COM $\Omega_{np} = \Omega_a$ E $T_S = 25^\circ\text{C}$. (a) FUNÇÃO RESPOSTA EM FREQUÊNCIA (FRF) DO SISTEMA COMPOSTO; (b) MÓDULO DE CISALHAMENTO E FATOR DE PERDA DO ELASTÔMERO.	44
FIGURA 18 - TRIÂNGULO BGW E PONTOS UTILIZADOS NA PESQUISA DE OTIMIZAÇÃO.	46
FIGURA 19 - TRIÂNGULO BGW ORIGINAL (AMARELO) E OS TRIÂNGULOS COM AÇÕES DE: (a) REFLEXÃO; (b) EXPANSÃO; (c) CONTRAÇÃO; (d) REDUÇÃO NA DIREÇÃO DE B.	48
FIGURA 20 - FLUXOGRAMA DE MINIMIZAÇÃO NELDER-MEAD PARA O TRIÂNGULO BGW.	50
FIGURA 21 - DIAGRAMA DE CONTROLE ADAPTATIVO.	51
FIGURA 22 - PAINEL FRONTAL DO LABVIEW, REFERENTE AO PROJETO DO EXEMPLO.	61
FIGURA 23 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO LABVIEW, REFERENTE AO PROJETO DO EXEMPLO.	61
FIGURA 24 - HIERARQUIA DAS VIS DO PROJETO DO EXEMPLO.	62
FIGURA 25 - PAINEL FRONTAL PRINCIPAL.	63
FIGURA 26 - ELEMENTOS DE CONTROLE: (a) EXCITAÇÃO; (b) CONTROLE PASSIVO E CARACTERÍSTICAS DE TEMPERATURA; (c) CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO E TIPO DE ADAPTAÇÃO.	63
FIGURA 27 - GRÁFICOS DO SISTEMA: (a) GRÁFICOS DE EXCITAÇÃO (VM), RESPOSTA DO SISTEMA $d(n)$ (AZ) E ERRO $e(n)$ (AM); (b) RESPOSTA NO TEMPO PARA EXCITAÇÃO AO IMPULSO $h(t)$; (c) COMPARAÇÃO ENTRE OS COEFICIENTES DO FILTRO E O NEGATIVO DA RESPOSTA AO IMPULSO, $-h(t)$	64
FIGURA 28 - PARTE DO DIAGRAMA DE BLOCO DA VI PRINCIPAL.	64
FIGURA 29 - ARQUITETURA E HIERARQUIA ENTRE VIS E SUBVIS.	65

FIGURA 30 - VALOR DO PICO MÁXIMO DAS FRFS SINTONIZADAS.	67
FIGURA 31 - FRFS DOS SISTEMAS PRIMÁRIO E COMPOSTO NAS TEMPERATURAS INDICADAS.....	67
FIGURA 32 - SISTEMA SEM (AZUL) E COM (VERMELHO) NDV: (a) FRF; (b) FRI.....	68
FIGURA 33 – EXCITAÇÃO DURANTE A OPERAÇÃO DO MOTOR, NAS FASES DE: (a) PARTIDA (ACELERAÇÃO); (b) REGIME DE TRABALHO (CONSTANTE); (c) PARADA (DESACELERAÇÃO).....	71
FIGURA 34 - DESCONTINUIDADE NA TRANSIÇÃO ENTRE REGIÕES DISTINTAS DE OPERAÇÃO: (a) ACELERAÇÃO E REGIME DE TRABALHO; (b) REGIME DE TRABALHO E DESACELERAÇÃO.	72
FIGURA 35 - CURVAS COM AJUSTE DO TEMPO PARA TRANSIÇÃO ENTRE REGIÕES DISTINTAS DE OPERAÇÃO: (a) ACELERAÇÃO E REGIME DE TRABALHO; (b) REGIME DE TRABALHO E DESACELERAÇÃO.	72
FIGURA 36 - CICLOS DA EXCITAÇÃO, COM DIFERENTES FREQUÊNCIAS DE TRABALHO.....	76
FIGURA 37 - CICLOS DE OPERAÇÃO DO MOTOR NAS FREQUÊNCIAS DE TRABALHO DE 1000, 1500 E 2000 rpm (APLICADAS NESTA ORDEM). SISTEMA SEM CONTROLE.....	77
FIGURA 38 - CICLOS DE OPERAÇÃO DO MOTOR NAS FREQUÊNCIAS DE TRABALHO DE 1000, 1500 E 2000 rpm (APLICADOS NESTA ORDEM). SISTEMA COM CONTROLE.....	77
FIGURA 39 - CICLOS DE OPERAÇÃO DO MOTOR COMPARANDO A RESPOSTA DO SISTEMA SEM CONTROLE, COM CONTROLE DESSINTONIZADO NAS TEMPERATURAS DE 253K E 330K, E COM CONTROLE SINTONIZADO NA TEMPERATURA DE 298K.....	79
FIGURA 40 - MÓDULO DAS FRFS DO SISTEMA PRIMÁRIO E DO SISTEMA COMPOSTO OPERANDO NAS TEMPERATURAS INDICADAS: (a) GRÁFICO AMPLO; (b) DETALHE NA REGIÃO DA FREQUÊNCIA NATURAL; (c) DETALHE NA FREQUÊNCIA DE TRABALHO DE 1000rpm.....	80
FIGURA 41 - RESPOSTA DO SISTEMA PRIMÁRIO SOB AÇÃO DO CONTROLE ATIVO, IMPLEMENTADO COM OS ALGORITMOS LMS, NLMS E <i>LEAKY</i> LMS, PARA EXCITAÇÃO COM $f_{Tr} = 1000rpm$	82

FIGURA 42 - RESPOSTA DO SISTEMA PRIMÁRIO SOB AÇÃO DO CONTROLE ATIVO, IMPLEMENTADO COM OS ALGORITMOS LMS, NLMS E <i>LEAKY</i> LMS, PARA EXCITAÇÃO COM $f_{Tr} = 1500rpm$	83
FIGURA 43 - VALORES DOS COEFICIENTES DO FILTRO MULTIPLICADOS POR $1/\Delta t = 200$ (VM), E O NEGATIVO DA FRI $-h(t)$ (AZ), PARA OS INSTANTES $n = 1600, 2600$ e 3600 , COM OS ALGORITMOS LMS (a, b, c) E NLMS (d, e, f), RESPECTIVAMENTE.....	85
FIGURA 44 - RESPOSTA DO SISTEMA COM CONTROLES PASSIVO E ATIVO/ADAPTATIVO, IMPLEMENTADO COM OS ALGORITMOS LMS, NLMS E <i>LEAKY</i> LMS, PARA EXCITAÇÃO COM $f_{Tr} = 1000rpm$ E TEMPERATURA $T = 298K$	86
FIGURA 45 - RESPOSTA DO SISTEMA COM CONTROLES PASSIVO E ATIVO/ADAPTATIVO, IMPLEMENTADO COM OS ALGORITMOS LMS, NLMS E <i>LEAKY</i> LMS, PARA EXCITAÇÃO COM $f_{Tr} = 1000rpm$ E TEMPERATURA $T = 253K$	87
FIGURA 46 - RESPOSTA DO SISTEMA COM CONTROLES PASSIVO E ATIVO/ADAPTATIVO, IMPLEMENTADO COM OS ALGORITMOS LMS, NLMS E <i>LEAKY</i> LMS, PARA EXCITAÇÃO COM $f_{Tr} = 1000rpm$ E TEMPERATURA $T = 330K$	88
FIGURA 47 - ALGORITMO LMS COM MÚLTIPLOS CICLOS SEM ZERAR OS COEFICIENTES: (a) CONTROLE HÍBRIDO SINTONIZADO; (b) CONTROLE ATIVO.....	89
FIGURA 48 - DETALHES DA AÇÃO DO CONTROLE HÍBRIDO: (a) GRÁFICO DE ORIGEM; (b) DETALHE DO CICLO APLICANDO ALGORITMO NLMS; (c) DETALHES DA VARIÁVEL ERRO; (d) PICO DO ERRO NA FASE 1; (e) PICO DO ERRO NA FASE 3; (f) ERRO NA REGIÃO DE REPOUSO; (g) ERRO NA FASE 2, APÓS A COMPONENTE DE VIBRAÇÃO TRANSITÓRIA; (h) DETALHE DO ERRO NA FASE2.	90
FIGURA 49 - TRANSIÇÃO DA FASE 1 PARA FASE 2: (a) SISTEMA PRIMÁRIO; (b) SISTEMA COMPOSTO COM NDV; (c) SISTEMA HÍBRIDO COM ALGORITMO LMS; (d) SISTEMA HÍBRIDO COM ALGORITMO NLMS. ...	91
FIGURA 50 – SINAL DE ERRO $e(n)$ E AÇÃO DO ATUADOR $y(n)$, COM O ALGORITMO: (a) LMS; (b) NLMS. OS CICLOS SÃO DO SISTEMA	

COM CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO, ATUANDO SEM
CONTROLE PASSIVO E COM CONTROLE PASSIVO NAS
TEMPERATURAS DE 298K, 253K E 330K, RESPECTIVAMENTE. 93

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - PARÂMETROS DO MODELO DE DERIVADA FRACIONÁRIA COM QUATRO PARÂMETROS.....	41
TABELA 2 - PARÂMETROS DOS ALGORITMOS DE CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO.....	81
TABELA 3 - REDUÇÃO DE VIBRAÇÃO PRODUZIDA PELA AÇÃO DO CONTROLE ATIVO PARA $f_{Tr} = 1000rpm$	82
TABELA 4 - PARÂMETROS DOS ALGORITMOS DE CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO.....	83
TABELA 5 - REDUÇÃO DE VIBRAÇÃO PRODUZIDA PELA AÇÃO DO CONTROLE ATIVO PARA $f_{Tr} = 1500rpm$	83
TABELA 6 - REDUÇÃO DE VIBRAÇÃO PRODUZIDA PELA AÇÃO DO CONTROLE HÍBRIDO NA TEMPERATURA $T = 298K$	86
TABELA 7 - REDUÇÃO DE VIBRAÇÃO PRODUZIDA PELA AÇÃO DO CONTROLE HÍBRIDO OPERANDO NA TEMPERATURA DESSINTONIZADA $T = 253K$	87
TABELA 8 - REDUÇÃO DE VIBRAÇÃO PRODUZIDA PELA AÇÃO DO CONTROLE HÍBRIDO OPERANDO NA TEMPERATURA DESSINTONIZADA $T = 330K$	88
TABELA 9 - AMPLITUDE DE VIBRAÇÃO DO SISTEMA CONFIGURADO SEM CONTROLE, COM CONTROLE PASSIVO, COM CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO E COM CONTROLE HÍBRIDO (FREQUÊNCIA DE EXCITAÇÃO $f_{Tr} = 1000 rpm$ E ALGORITMO NLMS).	92
TABELA 10 – AÇÃO DO ATUADOR PROVENIENTE DO CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO COM ALGORITMO LMS, MODIFICADO PELA INCLUSÃO DO CONTROLE PASSIVO, NAS TEMPERATURAS DE 298 K, 253 K E 330 K.	94
TABELA 11 – AÇÃO DO ATUADOR PROVENIENTE DO CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO COM ALGORITMO NLMS, MODIFICADO PELA INCLUSÃO DO CONTROLE PASSIVO, NAS TEMPERATURAS DE 298 K, 253 K E 330 K.....	94

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	16
1.1	CONTROLE DE VIBRAÇÕES	18
1.1.1	Controle Passivo	18
1.1.2	Controle Ativo e Ativo/Adaptativo	20
1.1.3	Controle Híbrido ou Misto.....	24
1.1.4	Trabalhos Correlatos.....	25
1.2	OBJETIVOS	26
1.3	JUSTIFICATIVAS	27
1.4	HIPÓTESES	28
1.5	DESCRIÇÃO GERAL DO PROBLEMA.....	28
1.6	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	31
2	NEUTRALIZADORES VISCOELÁSTICOS	33
2.1	COMPORTAMENTO DINÂMICO DE UM MATERIAL VISCOELÁSTICO.....	33
2.2	QUANTIDADES GENERALIZADAS DE UM NEUTRALIZADOR.....	36
2.3	MODELAGEM DO SISTEMA COMPOSTO.....	39
2.4	ANÁLISE PRELIMINAR DE UM NEUTRALIZADOR VISCOELÁSTICO.....	41
2.5	OTIMIZAÇÃO DE UM NEUTRALIZADOR VISCOELÁSTICO	45
3	CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO	51
3.1	ERRO MÉDIO QUADRÁTICO (MSE)	52
3.2	ALGORITMO LMS	55
3.3	ALGORITMO LMS NORMALIZADO (NLMS).....	57
3.4	ALGORITMO LMS COM PERDAS (<i>LEAKY</i> LMS).....	58
4	METODOLOGIA DE SIMULAÇÃO	60
4.1	PLATAFORMA LABVIEW	60
4.2	DELINEAMENTO DO NEUTRALIZADOR VISCOELÁSTICO	66
4.3	CONDIÇÕES OPERACIONAIS E EXCITAÇÃO.....	69
4.4	PARÂMETROS DO CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO	73
5	RESULTADOS E ANÁLISE.....	75
5.1	ANÁLISE DO CICLO COM DIFERENTES FREQUÊNCIAS DE TRABALHO.....	77
5.2	ANÁLISE DO CONTROLE PASSIVO	79
5.3	ANÁLISE DO CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO.....	81

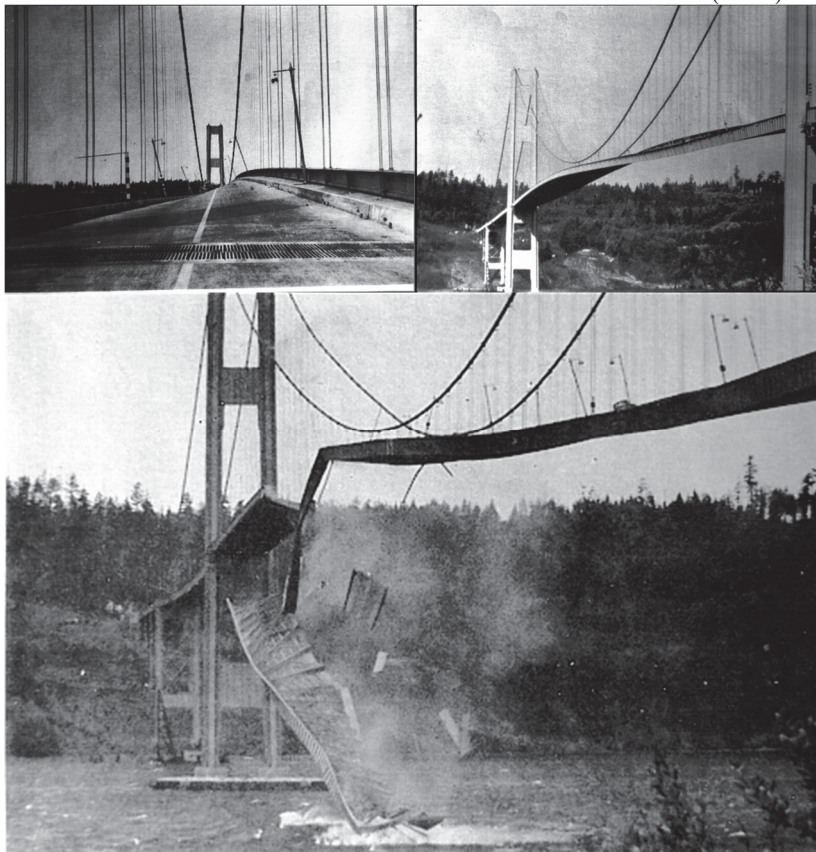
5.4	ANÁLISE DO CONTROLE HÍBRIDO	85
5.5	DEMANDA SOBRE O CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO FACE À AÇÃO DO CONTROLE PASSIVO.....	92
6	CONCLUSÃO E SUGESTÃO DE TRABALHOS FUTUROS.....	96
	REFERÊNCIAS.....	98

1 INTRODUÇÃO

Como exposto por Rao (2009), a maioria das atividades humanas envolve vibração, de uma forma ou de outra. Ainda segundo esse autor, os estudos nessa área foram, inicialmente, concentrados na compreensão dos fenômenos naturais e no desenvolvimento de teorias matemáticas para descrever a vibração de sistemas físicos. Já mais recentemente, muitas investigações têm sido motivadas pelas aplicações da vibração em engenharia, como no projeto de máquinas, fundações, estruturas, motores, turbinas e sistemas de controle.

As vibrações podem ser desejáveis, como em instrumentos musicais, compactadores e massageadores terapêuticos, ou indesejáveis, como as associadas a ambientes com elevados níveis sonoros, cinetose provocada pelo balanço em navios e automóveis, ou turbulências em voos de aeronaves. Os distúrbios indesejáveis provocados pelas vibrações mecânicas podem ser relacionados desde a pequenos desconfortos até a graves desastres, como o famoso colapso ocorrido em 7 de novembro de 1940 na ponte Tacoma Narrows (EUA) (vide Figura 1), destruída proveniente da vibração induzida pelo vento.

FIGURA 1 - COLAPSO DA PONTE TACOMA NARROWS (EUA).



Fonte: <<http://faculty.plattsburgh.edu/margaret.campion/seconded/second/Kent/Kent.html>>. Acesso em: 18 jan. 2015.

A redução das vibrações mecânicas e de seus efeitos pode ser obtidas por medidas de controle. O controle de vibrações pode ser entendido como um conjunto de medidas aplicadas para manter a resposta dinâmica de um sistema mecânico em níveis considerados satisfatórios ou permissíveis. Normas internacionais, como a ISO 2372 e a ISO 4866, que tratam da severidade da vibração em máquinas e em edifícios ou estruturas, podem ser utilizadas para verificar se o desempenho dos projetos de controle atende a patamares satisfatórios (RAO, 2009).

Diferentes técnicas de controle são aplicadas em diversas áreas, como exemplo, a utilização de neutralizadores dinâmicos viscoelásticos em cabos aéreos de linhas de transmissão (ESPÍNDOLA et al., 2010), o uso de amortecedor do tipo pendular, também para controle passivo, em edifícios altos (OLIVEIRA, 2012), o emprego da arquitetura por retroalimentação (*feedback*) e de elementos piezoelétricos no controle ativo de vibrações em barras engastadas (WINCK, 2012), a aplicação de controladores *fuzzy* e PID em controle ativo de estruturas inteligentes tipo viga com atuador piezoeletrico (RIBEIRO, 2013), e o controle por antecipação (*feedforward*) utilizado na redução de vibrações de rotores através de atuadores magnéticos (PERINI, 2009). Esses e muitos outros trabalhos mostram, de modo geral, que várias técnicas podem ser eficazes na obtenção de redução de vibrações, constituindo um leque de opções a serem consideradas nos casos de interesse.

As máquinas rotativas são empregadas em larga escala nas indústrias, inclusive nas indústrias petroquímicas que apresentam vários motores elétricos, turbinas, bombas, compressores e outros. Uma causa comum de vibrações nessas máquinas é o desbalanceamento dinâmico. Proveniente de erros construtivos, peças assimétricas, erros de montagem, ou em decorrência da operação, em vista do desgaste assimétrico dos mancais, corrosão ou deformações em elementos girantes. O desbalanceamento provoca oscilações nos sistemas girantes, com efeito equivalente ao de distribuição não uniforme de massa em um rotor.

O presente documento apresenta uma investigação em que se faz o controle de vibrações de um sistema com um grau de liberdade correspondente a uma máquina rotativa desbalanceada. A aceleração e desaceleração da máquina durante a partida e a parada, bem como a condição de operação em velocidade constante, apresentam efeitos interessantes de vibração que merecem ser estudados para atuação do controle. A excitação variável em frequência, com os efeitos de variação de temperatura ambiente, aplicada a uma estratégia de controle híbrido (passivo-ativo/adaptativo), implementada numericamente num sistema

simples, possibilita uma análise detalhada da eficácia do controle, sendo esta o objetivo e a contribuição principal deste trabalho.

A estratégia de controle híbrido em questão, combina um subsistema de controle passivo, constituído por um neutralizador dinâmico viscoelástico, com um subsistema ativo/adaptativo, implementado com arquitetura *feedforward*, filtro digital não recursivo FIR (*Finite Impulse Response*) e algoritmo LMS (*Least Mean Square*). Dessa forma, a robustez do primeiro subsistema é associado com a flexibilidade e adaptabilidade do segundo, permitindo maior confiabilidade e eficácia, com elevado nível de controle.

As características específicas da dissertação, que dá continuidade aos trabalhos executados por Coan Jr. (2005), Gontijo (2006) e Marra (2007), são a adoção de medições diretas relacionadas à força primária de perturbação, permitindo o uso expedito da arquitetura *feedforward*, e o uso de técnicas de simulação em tempo real, permitindo maior flexibilidade na análise de detalhada do controle ativo/adaptativo. Em especial, além da análise de vibração com os resultados nas diversas configurações (sem controle, apenas com controle passivo, apenas com controle ativo e com controle híbrido), são apresentadas contribuições relativas às análises da partida, regime permanente e parada da máquina. Nessas condições, existem variações da velocidade, com aceleração e desaceleração na partida e parada, respectivamente, e regime de velocidade constante, chamado de regime permanente de operação.

1.1 CONTROLE DE VIBRAÇÕES

O controle de vibrações pode ser classificado, em vista da dependência de fonte externa de potência e do caráter da alteração realizada no sistema mecânico de interesse, em passivo, ativo e híbrido (MEAD, 2000; INMAN, 2006; MARRA, 2007; MARRA et al., 2011).

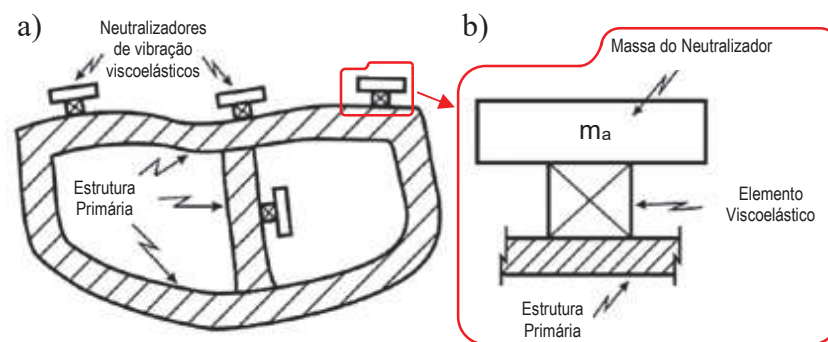
1.1.1 Controle Passivo

As técnicas aplicadas no controle passivo envolvem modificações das características físicas do sistema que se deseja controlar, com alterações nas distribuições de rigidez, amortecimento e/ou massa. Este tipo de controle oferece a vantagem de ser desprovido de fonte de energia externa, além de ser de baixo custo e robusto, no sentido de desempenhar a

contendo mesmo que haja pequenas diferenças entre o sistema real e o modelo empregado no projeto. Uma vez aplicadas as medidas correspondentes, não há mais como realizar alterações em tempo real, o que constitui a maior desvantagem desse tipo de controle.

Uma medida de controle passivo de significativa eficácia (no sentido de produção do efeito de controle desejado) é o uso de neutralizadores de vibração viscoelásticos, também conhecidos como absorvedores de vibração viscoelásticos. Esses dispositivos são sistemas, adicionais ou secundários, com elementos flexíveis de materiais viscoelásticos. Eles são fixados ao sistema principal, dito então primário, cuja vibração se deseja controlar. Essa junção de sistemas, primário e secundário, é denominada de sistema composto (vide Figura 2).

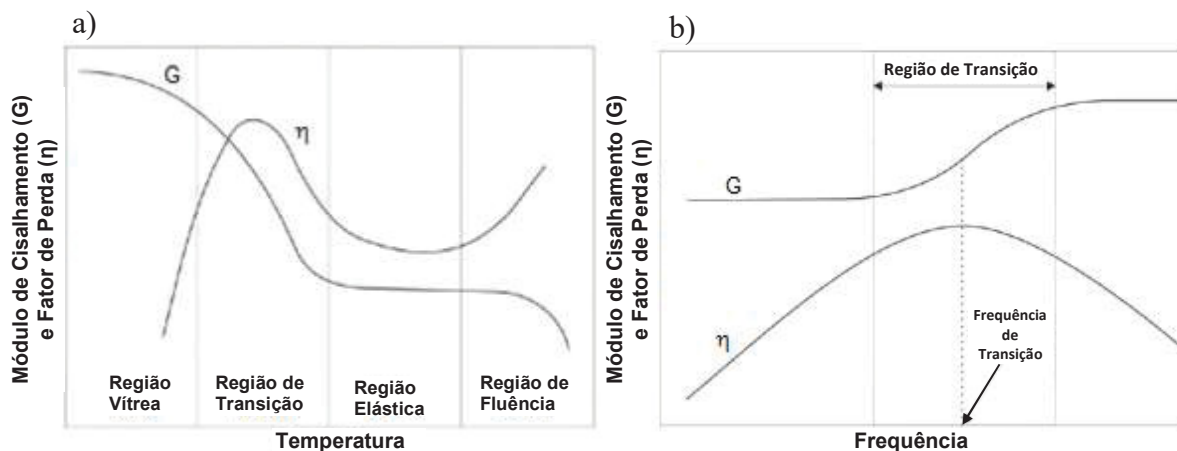
FIGURA 2 - (a) NEUTRALIZADORES VISCOELÁSTICOS FIXADOS NO SISTEMA PRIMÁRIO; (b) DETALHE DO NEUTRALIZADOR.



Fonte: Espíndola et al., 2008

Os materiais viscoelásticos são materiais que possuem, simultaneamente, características elásticas e viscosas. Constituem uma alternativa amplamente utilizada em ações de controle passivo de vibrações, tanto em neutralizadores quanto em isoladores, lâminas constrictas e elos. No entanto, as propriedades dinâmicas (módulos elásticos e correspondentes fatores de perda) destes materiais são suscetíveis a fatores de carregamento e ambientais, tais como, em especial, frequência de excitação e temperatura (vide Figura 3), exigindo cuidados no desenvolvimento dos projetos correspondentes (NASHIF et al., 1985; MEAD, 2000; MEDEIROS JR., 2010).

FIGURA 3 - MÓDULO DE CISALHAMENTO E FATOR DE PERDA DE MATERIAIS VISCOELÁSTICOS EM FUNÇÃO DA: (a) TEMPERATURA; (b) FREQUÊNCIA.



Fonte: Medeiros Jr., 2010

Face às dependências da frequência e da temperatura apresentadas por um material viscoelástico, um neutralizador de vibrações manufacturado com esse material pode experimentar variações em seu desempenho. Assim, ainda que projetado de forma ótima para determinadas condições, sua eficácia pode ser parcialmente comprometida, caso essas condições se alterem. É o que se denomina dessintonização.

1.1.2 Controle Ativo e Ativo/Adaptativo

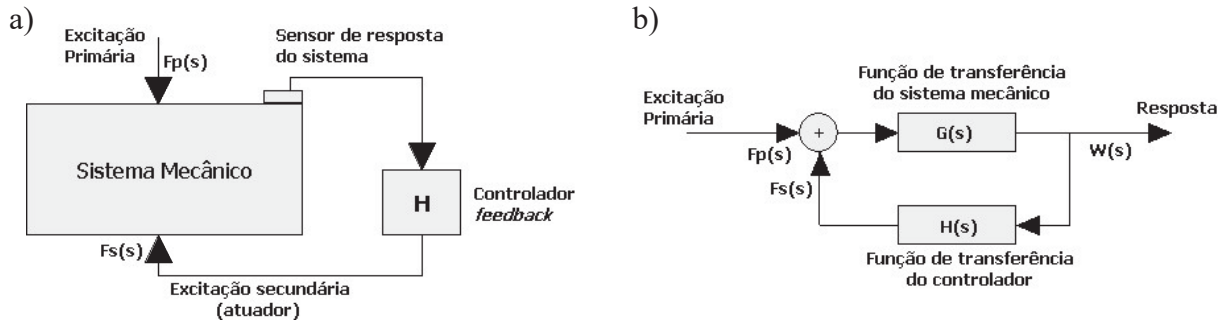
Um sistema pleno de controle ativo de vibrações é constituído basicamente por uma fonte de energia, sensores, unidade de controle e atuadores (FULLER et al., 1997). A unidade de controle, em geral denominada simplesmente de controlador, recebe as informações do comportamento dinâmico do sistema mecânico que se deseja controlar através dos sensores e, por meio de um programa computacional específico, determina e encaminha as ações executadas pelos atuadores. Os atuadores são responsáveis pela injeção adicional de energia no sistema mecânico, produzindo uma ação de interferência destrutiva na vibração existente. A fonte de energia alimenta os diversos elementos presentes no sistema de controle.

O controle ativo pode ser implementado com base em duas arquiteturas bem distintas, denominadas *feedback*, ou por retroalimentação, e *feedforward*, ou por antecipação. Elas são descritas por Fuller et al. (1997) e Preumont (2011), entre outros, e sumarizadas abaixo.

A arquitetura por retroalimentação, ou *feedback*, é aplicada, via de regra, quando a fonte original de excitação da estrutura, ou excitação primária, não pode ser medida.

Emprega-se, então, a resposta da estrutura para gerar a ação de controle. Como observado na Figura 4, o controlador, representado pela função de transferência $H(s)$, gera a excitação secundária a partir da resposta, de modo a interferir destrutivamente com a excitação primária e reduzir a vibração do sistema.

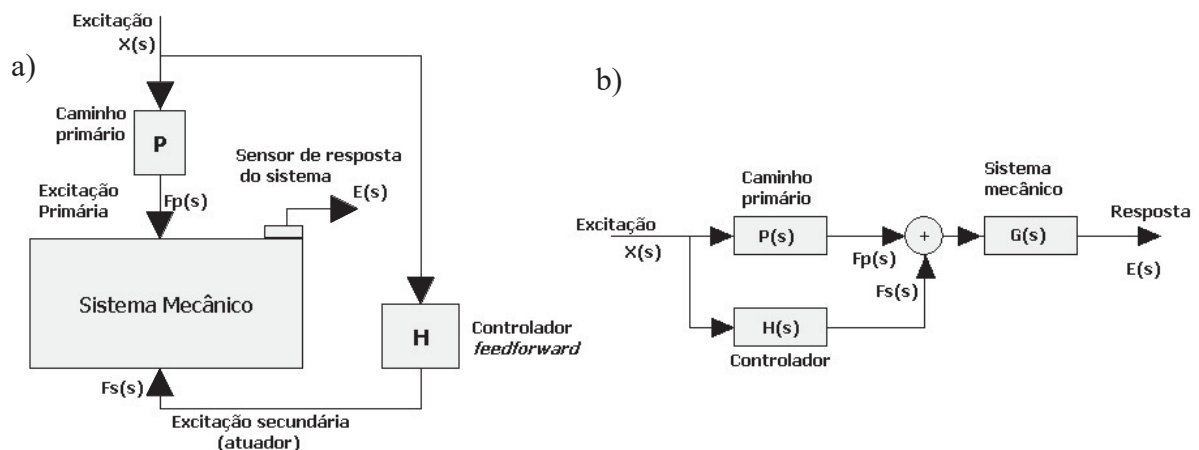
FIGURA 4 - SISTEMA DE CONTROLE *FEEDBACK*: (a) COMPONENTES; (b) DIAGRAMA DE BLOCOS.



Fonte: Fuller et al., 1997

Já o controle por antecipação, ou *feedforward*, parte da premissa de que há a disponibilidade de um sinal de referência, correlacionado com a fonte de perturbação. Com base nessa informação, e na fornecida por um sensor erro, o controlador produz uma perturbação secundária, que interfere destrutivamente com a perturbação primária. A Figura 5 ilustra esse tipo de sistema, que foi inicialmente aplicado com sucesso no controle de ruídos, mas também tem se mostrado eficaz no controle de vibrações.

FIGURA 5 - SISTEMA DE CONTROLE *FEEDFORWARD*: (a) COMPONENTES; (b) DIAGRAMA DE BLOCOS.



Fonte: Fuller et al., 1997

A grande vantagem do controle ativo sobre o controle passivo está na flexibilidade para realizar, em tempo real, modificações e ajustes na ação de controle, posteriores à

instalação. Para ampliar essa vantagem, pode-se utilizar o controle ativo-adaptativo, com capacidade de alteração dos coeficientes dos filtros associados ao controle, dentro de limites pré-estabelecidos, de modo a atuar sempre numa condição mais favorável de operação, independentemente das variações de carregamento e ambiente. Por outro lado, a desvantagem dos sistemas ativos em relação aos passivos está na dependência de uma fonte externa de energia e na adição de componentes, o que reduz a confiabilidade do sistema, tornando-o suscetível a falhas operacionais.

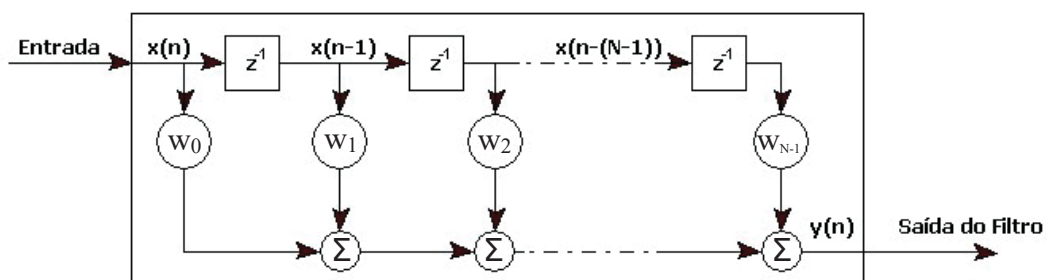
No controle ativo/adaptativo, filtros são os elementos centrais responsáveis por processar sinais de entrada, segundo algumas regras, e disponibilizar, em sua saída, os sinais necessários ao controle. Eles podem ser implementados digitalmente sob duas estruturas definidas, conhecidas como FIR e IIR (FARHANG-BOROUJENY, 1998; MARRA, 2007).

Os filtros digitais tipo FIR (*Finite Impulse Response*) são estruturas não recursivas, como mostrado na Figura 6, onde a saída $y(n)$ é dependente da entrada atual $x(n)$, das entradas anteriores $x(n - i)$ e dos coeficientes do filtro w_i . Sua representação matemática é dada pela equação

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i x(n - i). \quad (1)$$

Essa relação para a saída do filtro corresponde a uma convolução discreta da entrada com os coeficientes do filtro.

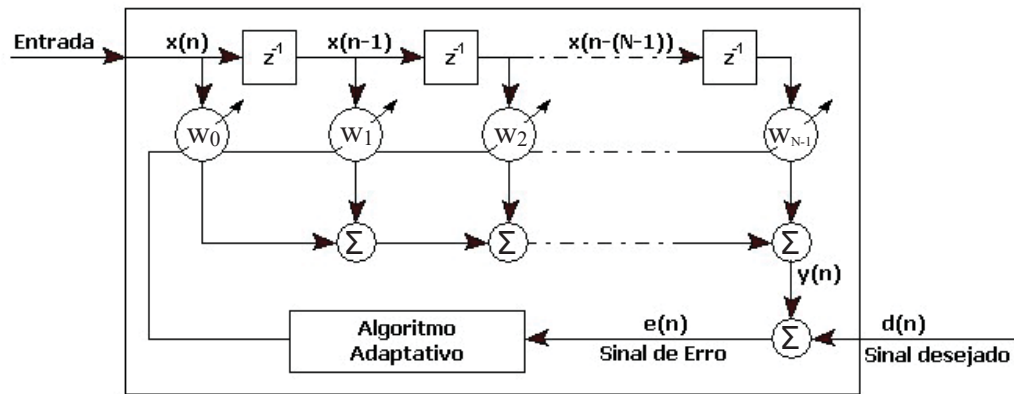
FIGURA 6 - REPRESENTAÇÃO DO FILTRO COM ESTRUTURA FIR.



Fonte: Marra, 2007

A estrutura de filtro FIR é mais comumente utilizada pela simplicidade, podendo ser implementada na forma adaptativa com a variação dos coeficientes do filtro, segundo regras de um algoritmo, como mostrado na Figura 7. Este filtro é desprovido de polos em sua função de transferência, o que é uma característica importante de estabilidade e simplificação do algoritmo adaptativo, motivo de sua utilização neste trabalho.

FIGURA 7 - REPRESENTAÇÃO DO FILTRO COM ESTRUTURA FIR NA FORMA ADAPTATIVA.



Fonte: Marra, 2007

Os coeficientes do filtro FIR empregado podem ser, através da implementação do algoritmo adaptativo, atualizados pela minimização do erro médio quadrático instantâneo. O processo de minimização em questão é tipicamente executado pelo conhecido algoritmo LMS (*Least Mean Square*) (ELLIOTT, 2001).

Já a estrutura dos filtros digitais IIR (*Infinite Impulse Response*) tem a vantagem da redução do número de coeficientes do filtro, proporcionando ganho computacional e significativo aumento da velocidade da definição dos coeficientes do filtro. Isto reflete na rapidez das ações de controle e correção do erro. No entanto, essa estrutura exige a inclusão de polos na sua função de transferência, característica de sistemas recursivos, o que agrega certa instabilidade aos algoritmos associados, aumentando consideravelmente a complexidade de implementação na filtragem adaptativa.

Os filtros IIR são, como já antecipado, de característica recursiva, ou seja, a saída atual $y(n)$ também depende das saídas anteriores $y(n - i)$. Segundo Diniz et al. (2014) e Farhang-Boroujeny (1998), a maioria das aplicações de sistemas em tempo discreto, descritas por equação linear de diferenças, pode ser modelada relacionando a entrada e a saída por:

$$\sum_{l=0}^{M-1} a_l y(n-l) - \sum_{i=0}^{N-1} b_i x(n-i) = 0, \quad (2)$$

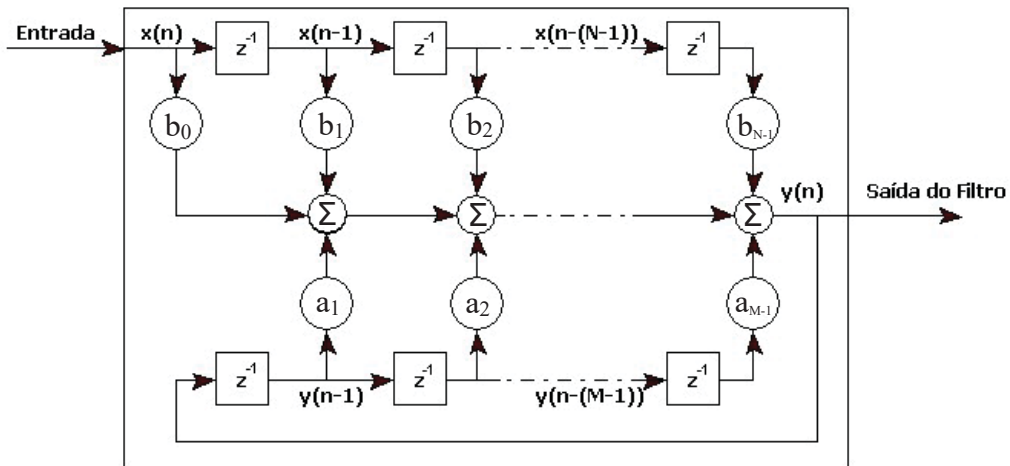
sem perda de generalidade. Ao considerar $a_0 = 1$ e isolar a saída atual do sistema, tem-se:

$$y(n) = - \sum_{l=1}^{M-1} a_l y(n-l) + \sum_{i=0}^{N-1} b_i x(n-i). \quad (3)$$

A equação (3) pode ser interpretada como o sinal de saída $y(n)$ sendo dependente tanto das amostras de entrada, $x(n)$, $x(n-1)$, ..., $x(n-(N-1))$, quanto das amostras

prévias da saída, $y(n-1), \dots, y(n-(M-1))$, caso mais geral de sistema recursivo, uma vez que para calcular a saída, são requeridas as amostras passadas da própria saída. A Figura 8 representa o diagrama de blocos da estrutura do filtro IIR na forma mais geral, obtido a partir da equação (3).

FIGURA 8 - REPRESENTAÇÃO DO FILTRO COM ESTRUTURA IIR NA FORMA MAIS GERAL.



Fonte: Adaptado de Marra, 2007.

A partir da equação (3), quando $a_l = 0$, sendo $l = 1, 2, \dots, M-1$, a saída depende somente dos valores do sinal de entrada, característica de estrutura não-recursiva, representada, então, por:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i x(n-i). \quad (4)$$

Ao fazer $b_i = w_i$, a equação acima torna-se a equação (1), onde o tipo da estrutura do filtro é FIR.

1.1.3 Controle Híbrido ou Misto

O controle híbrido é uma junção de sistemas passivo e ativo de controle (denominados então de subsistemas), em que se busca reunir as vantagens de cada um dos seus componentes. Um sistema global, trabalhando simultaneamente com os dois subsistemas, oferece a robustez da ação passiva com a flexibilidade e adaptabilidade da ação ativa/adaptativa (MARRA, 2007; MARRA et al., 2011). Há que se salientar também que a significativa diminuição de vibração obtida com o controle passivo pode reduzir a

dependência da fonte externa de potência. Outra vantagem nesta associação é que na perda de desempenho ou mesmo falha de um subsistema, o outro segue funcionando normalmente, podendo manter um nível de controle aceitável, tornando o sistema significativamente mais confiável.

O caso a ser abordado nesta dissertação envolve o controle híbrido em banda ampla de frequências e temperatura ambiente variável para um sistema com um grau de liberdade. Isso não pode ser atendido, de forma uniforme e plena, apenas por um dispositivo viscoelástico, face à condição de temperatura variável. Por outro lado, a dependência da fonte externa de potência reduz a alta confiabilidade do sistema, quando considerado apenas um sistema ativo/adaptativo. Apresenta-se, assim, a possibilidade de se investigar a alternativa do controle híbrido, bem como a comparação da eficácia nos vários casos.

1.1.4 Trabalhos Correlatos

Coan Jr. (2005) implementou, experimentalmente, um esquema de controle misto (híbrido) em uma viga metálica sob excitação harmônica e temperatura variável, empregando um neutralizador dinâmico viscoelástico e filtros adaptativos FIR. Seu trabalho, além de reforçar que o neutralizador viscoelástico pode ser construído de forma bastante eficaz, aponta para o fato de que a dessintonização provocada pela mudança da temperatura pode ser superada com a estratégia de controle híbrido.

A contribuição de Gontijo (2006) consistiu na avaliação do desempenho de um sistema de controle ativo/adaptativo de vibrações com diferentes versões aprimoradas do algoritmo LMS. As exigências nas aplicações práticas de filtragem adaptativa envolvem a velocidade de convergência, a complexidade computacional e a robustez do algoritmo. A diferença entre os algoritmos investigados resilia na necessidade de ajuste dos parâmetros, envolvendo, por exemplo, o número de coeficientes, o passo de adaptação e o fator de perdas. Dentre os algoritmos avaliados, destacou-se o algoritmo com utilização da estratégia de ajuste automático do fator de perdas e do passo de adaptação.

Em Marra (2007), um sistema de controle híbrido de vibração foi implementado experimentalmente sobre uma viga metálica biapoiada, sob excitação de banda larga de frequência e variação térmica. Mostrou-se também nesse caso que, apesar da dessintonização sofrida pelo subsistema viscoelástico diante da variação térmica, o sistema híbrido sustentava uma expressiva ação de controle. Nesse trabalho, como nos anteriores, a medição do sinal de referência se deu de forma indireta, pela resposta do sistema, exigindo também a modelagem

do caminho de *feedback*, para estimar corretamente o sinal de excitação primária. Essa modelagem, contudo, foi realizada de forma *off-line*. Reforçou-se que a capacidade de adaptação é muito importante para compensar as modificações do sistema e ainda alguns erros de modelagem ou imprecisão, fortalecendo a inserção do subsistema ativo-adaptativo.

Hudenski (2008), com análise numérica de um modelo com múltiplos graus de liberdade, e Paraná (2008), com realização experimental para um grau de liberdade, investigaram a aplicação de um controlador híbrido, combinando material viscoelástico e um circuito eletromagnético. O sistema eletromagnético foi aplicado para compensar as perdas por dessintonização, decorrentes da variação das propriedades do material viscoelástico com a temperatura.

Trindade (2011) abordou o controle ativo-passivo (híbrido), associando amortecedor viscoelástico com controle ativo/adaptativo piezoelétrico, em quatro configurações diferentes de projeto de uma viga em balanço. Os resultados mostraram que os projetos ativo-passivo fornecem mais robustez, confiabilidade e maior desempenho na maioria dos casos estudados, quando comparados a um sistema puramente ativo, além de exigir um esforço menor de controle.

Outros trabalhos de particular interesse são os seguintes: Vasques e Rodrigues (2006), em que foi descrita a performance do controle híbrido com estratégia *feedforward* adaptativa, utilizando camadas de material viscoelástico e atuador piezoelétrico; Kim et al. (2011), em que se abordou o projeto otimizado de controle híbrido utilizando elementos piezoelétricos; e Cheung et al. (2013), onde se fez a otimização de um sistema de controle híbrido aplicado a um sistema com um grau de liberdade.

1.2 OBJETIVOS

Objetivo Geral

O objetivo geral do presente trabalho é desenvolver, implementar e avaliar detalhadamente, por simulação numérica, a eficácia de um sistema de controle híbrido, composto por um subsistema passivo, constituído por um neutralizador de vibração viscoelástico, e um subsistema ativo/adaptativo, utilizando arquitetura de controle por antecipação (*feedforward*), de modo a efetuar o controle de vibrações em um sistema com um grau de liberdade. Esse sistema representa uma máquina rotativa em vibração por

desbalanceamento nas condições de partida, operação permanente e parada, portanto, sob excitação variável, incluindo ainda a perda de sintonização do subsistema passivo, provocada pela variação da temperatura ambiente de operação, em relação àquela condição ótima de projeto.

Objetivos Específicos

Para que o objetivo geral seja atendido, os seguintes objetivos específicos são considerados:

- Controlar as vibrações durante o regime de partida da máquina, onde a frequência de excitação varia, simulada por uma rampa de subida (aceleração da máquina);
- Controlar as vibrações durante o regime de trabalho da máquina, onde a frequência de excitação é fixa, esse regime é dito regime permanente de operação ou trabalho da máquina;
- Controlar as vibrações durante o regime de parada da máquina, onde a frequência de excitação volta a variar, simulada por uma rampa de descida (desaceleração da máquina);
- Conceber o sinal de força que gera a excitação primária do sistema;
- Projetar um neutralizador de vibração viscoelástico com desempenho ótimo em uma temperatura específica (temperatura ambiente), para a faixa de frequência estudada;
- Implementar o subsistema de controle ativo/adaptativo, com identificação em tempo real (*on-line*) dos coeficientes do filtro digital de controle;
- Analisar o desempenho do sistema de controle híbrido em condições parciais e plena de operação;
- Analisar o desempenho em cada fase de operação da simulação da máquina e em cada condição de controle.

1.3 JUSTIFICATIVAS

A crescente demanda por máquinas e equipamentos que funcionem de forma bastante confiável em operações sensíveis (como, por exemplo, na exploração de petróleo)

exige cada vez mais sistemas sofisticados de controle, atuando na redução dos efeitos indesejáveis das vibrações. Não raro, essas máquinas e equipamentos atuam sob condições climáticas variáveis, experimentando cargas dinâmicas elevadas e de conteúdo amplo em frequência. Dessa forma, o desenvolvimento de um sistema de controle híbrido, combinando a robustez do controle passivo com a flexibilidade e a adaptabilidade do controle ativo/adaptativo, se justifica como uma alternativa interessante, possibilitando uma conjugação de esforços para a redução de vibrações desejada. Ressalta-se ainda o fato de que o subsistema passivo pode aliviar a dependência do subsistema ativo/adaptativo em relação à fonte de potência externa.

1.4 HIPÓTESES

Pressupõe-se o sistema de controle híbrido com ação adaptativa, que o algoritmo LMS convirja satisfatoriamente dentro da banda de frequência de interesse e nas deficiências do controle passivo diante das diversas temperaturas de operação. Essa hipótese baseia-se na revisão bibliográfica realizada, particularmente nos resultados dos trabalhos anteriores que empregaram estratégia de controle similar.

Assume-se ainda que o material viscoelástico presente no neutralizador de vibração seja termorreologicamente simples, isto é, os efeitos da frequência e da temperatura sobre esse material são qualitativamente inversos e podem ser relacionados pelo princípio da superposição frequência-temperatura.

1.5 DESCRIÇÃO GERAL DO PROBLEMA

O desbalanceamento de máquinas rotativas, como ventiladores, bombas, turbinas e motores elétricos largamente encontrados nas indústrias petroquímicas, é uma das principais causas de vibração naquelas máquinas. Para controlar essa vibração, é aplicada pela via da simulação, o controle híbrido, procurando contrabalançar a força de excitação $x(t)$ e consequentemente reduzir o deslocamento da máquina $d(t)$.

A equação governante de movimento do sistema com massa m , rigidez k e amortecimento c , pode ser modelada com um grau de liberdade adotado expressada por:

$$m\ddot{d}(t) + c\dot{d}(t) + kd(t) = x(t). \quad (5)$$

No domínio da frequência (Ω), com aplicação da transformada de Fourier, tem-se, de forma correspondente:

$$(-\Omega^2 m + i\Omega c + k)D(\Omega) = X(\Omega), \quad (6)$$

onde $X(\Omega)$ e $D(\Omega)$ são, respectivamente, as transformadas de Fourier de $x(t)$ e $d(t)$.

O sistema pode ser caracterizado pela relação entre a resposta e a excitação, dada por:

$$\frac{D(\Omega)}{X(\Omega)} = H(\Omega) = \frac{1}{(-\Omega^2 m + i\Omega c + k)}. \quad (7)$$

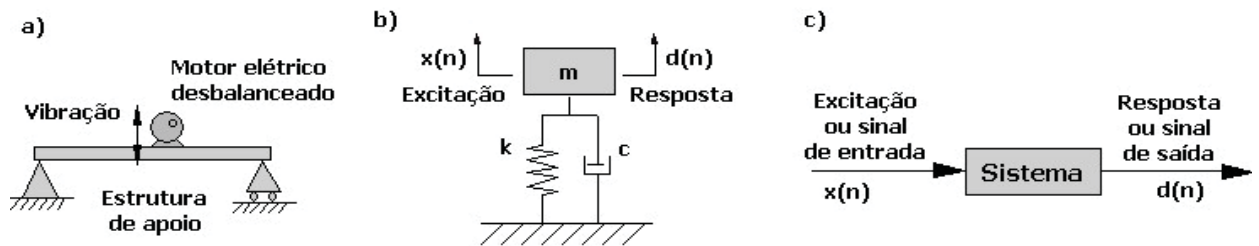
Observe que a caracterização do sistema em questão (linear e invariante no tempo) não depende da excitação, mas apenas das características físicas do sistema.

Para fins de ilustração, considera-se que a excitação provém do desbalanceamento de um motor elétrico. Para esse sistema, representado na Figura 9, supõe-se um desequilíbrio criado por uma massa “ m_0 ” deslocada “ e ” do centro geométrico de rotação, que gira a uma certa velocidade angular w , produzindo uma força centrífuga (RAO, 2009; BALACHANDRAN e MAGRAB, 2011). A componente horizontal dessa força não será objeto de investigação, portanto desconsiderada, em vista da presença de suportes e alta rigidez dinâmica da estrutura que restringem o movimento nesta direção. Já a componente vertical, que produz as vibrações flexionais de interesse, pode ser descrita por:

$$x(t) = m_0 e w^2 \text{sen}(wt). \quad (8)$$

A rotação de operação, que corresponde à frequência em w , é dada em rad/s, ao passo que o produto $m_0 e = 0,25 \text{ kg m}$.

FIGURA 9 - REPRESENTAÇÃO DO SISTEMA MECÂNICO: (a) MOTOR ELÉTRICO DESBALANCEADO; (b) MODELO EQUIVALENTE COM UM GRAU DE LIBERDADE; (c) DIAGRAMA DE BLOCOS.



Consideram-se, neste trabalho, as seguintes grandezas:

$$m = 200kg; \quad k = 5,86 \cdot 10^5 \frac{N}{m}; \quad \zeta = 0,02, \quad (9)$$

onde m é a massa do sistema, k a constante de rigidez e ζ a razão de amortecimento, que é igual a $c/2\sqrt{mk}$, sendo c o coeficiente de amortecimento do sistema.

Esse sistema vibra numa banda ampla de frequências, durante a partida e a parada da máquina, e em frequência constante durante a operação. É considerada, de forma estanque, a variação da temperatura ambiente.

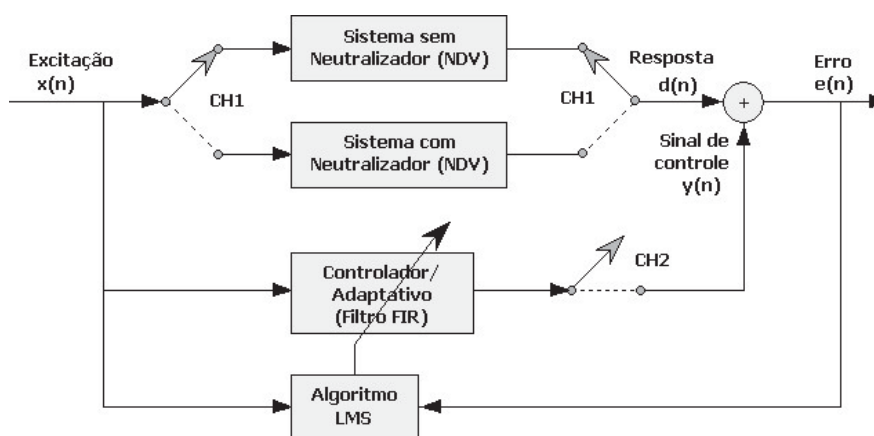
O sistema de controle híbrido é constituído por um subsistema passivo e um subsistema ativo/adaptativo. O subsistema passivo, implementado inicialmente, é constituído por um neutralizador dinâmico de vibração viscoelástico, com elementos flexíveis de borracha butílica. Esse dispositivo é projetado, para simulação, a partir das características dinâmicas do sistema primário, como exposto em Bavastri (1997). Sua atuação se faz notar principalmente na região de ressonância, onde, originalmente, a vibração é acentuada. Estima-se que, para atuação na temperatura sintonizada, este dispositivo tenha contribuição destacada no controle de vibração, como apontado por Marra (2007).

Na sequência, é implementado o subsistema ativo-adaptativo, com ação de controle por antecipação (*feedforward*), usando filtro digital não recursivo e adaptativo. No filtro adaptativo, a atualização dos coeficientes correspondentes se dá com base no algoritmo LMS. Esse subsistema, combinado com o anterior, forma o controle híbrido.

A simulação das condições de operação e controle são realizadas no programa Labview, da National Instruments (NI), reforçado por pacotes adicionais para análise de vibrações e processamento de sinais. A temperatura ambiente de operação sintonizada é de 25°C (temperatura essa empregada no projeto do neutralizador). É considerada uma faixa de temperatura, de -20°C à +57°C, com variação de 1°C, para dessintonização do subsistema passivo.

A representação da situação investigada é feita no diagrama de blocos da Figura 10. As chaves CH1 disponibilizam a condição de operação do sistema sem ou com controle passivo, enquanto a chave CH2 permite a operação sem ou com controle ativo/adaptativo. Desta forma, dependendo da posição das chaves CH1 e CH2, pode-se obter a concepção do sistema configurado sem controle, somente com controle passivo, somente com controle ativo/adaptativo ou a operação do sistema com controle híbrido. Estas chaves não são reais ao sistema, apenas ilustrativas para descrever a concepção operacional do sistema.

FIGURA 10 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA.



Fonte: O autor (2016).

Observa-se, no diagrama acima, que não existem os caminhos de *feedback* e secundário, ao contrário do que ocorreu em Coan Jr. (2005) e Marra (2007). Isso decorre do fato do sistema investigado ter um grau de liberdade e de se capturar o sinal de excitação (referência) diretamente, na mesma posição do sinal de vibração (erro). Para sistemas com um grau de liberdade, os sinais de excitação, controle e resposta estão no mesmo ponto.

1.6 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

A estrutura desta dissertação é a seguinte. No Capítulo 2, será apresentada a teoria do material aplicado no controle passivo do sistema com aplicação dos neutralizadores viscoelásticos. Uma descrição do comportamento dinâmico do material e as quantidades generalizadas. Dirigida a modelagem de um grau de liberdade, será apresentado uma análise preliminar que caracteriza o material a ser aplicado neste trabalho, seguido do procedimento necessário à otimização do neutralizador. O Capítulo 3 trata do controle ativo/adaptativo, onde a modelagem de identificação aplicado através de filtros adaptativos. A abordagem do

algoritmo LMS e algumas das suas variações são apresentadas com a abordagem em construção da redução do erro do sistema. Já no Capítulo 4, é apresentada a metodologia da simulação, onde os conceitos visto nos capítulos anteriores são utilizados para projetar os controladores e implementar na plataforma Labview. Desta forma, o simulador está pronto para geração dos dados, gráficos e informações aplicados no Capítulo 5, onde é feita a análise e discussão dos resultados. O Capítulo 6 é destinado à conclusão do trabalho exposto aqui, e apresentado sugestões de trabalhos futuros. As referências bibliográficas são relacionadas no final da dissertação.

2 NEUTRALIZADORES VISCOELÁSTICOS

Os materiais viscoelásticos apresentam, simultaneamente, propriedades elásticas e viscosas no mesmo elemento. Materiais com essa característica viscoelástica, tais como borrachas, vernizes, resinas e outros polímeros, têm sido alvo de muitos estudos nos últimos anos. Em dinâmica estrutural, as principais características desses materiais são: elasticidade, resiliência e grande capacidade de dissipação de energia vibratória. Por esse motivo, são largamente aplicados em projetos de estruturas aeronáuticas, prediais, de máquinas diversas e dispositivos estruturais, como isoladores e neutralizadores de vibração (SILVA, 2005).

Neutralizadores ou absorvedores dinâmicos de vibração são dispositivos mecânicos a serem ligados a uma estrutura, ou outro sistema mecânico, chamada de sistema primário, com a finalidade em reduzir ou controlar as vibrações que ocorrem nesta estrutura.

2.1 COMPORTAMENTO DINÂMICO DE UM MATERIAL VISCOELÁSTICO

Proposto por Boltzmann em 1874, o princípio da superposição estabelece que a tensão resultante devido à soma das deformações é igual à soma das tensões relativas a cada deformação aplicada isoladamente em um corpo viscoelástico. Em dois componentes, isso é descrito por:

$$\sigma(a\varepsilon_1 + b\varepsilon_2) = a\sigma(\varepsilon_1) + b\sigma(\varepsilon_2), \quad (10)$$

onde σ e ε são a tensão e a deformação, respectivamente.

Um material elástico real, como, por exemplo, o aço, quando submetido a uma série de deformações $\varepsilon_0, \varepsilon_1, \dots, \varepsilon_{n-1}, \varepsilon_n$, correspondentes aos tempos $t_0 = 0, t_1, \dots, t_{n-1}, t_n$, tem sua tensão final dada por:

$$\sigma = E\varepsilon_0 + E(\varepsilon_1 - \varepsilon_0) + \dots + E(\varepsilon_n - \varepsilon_{n-1}) \quad \text{ou} \quad \sigma = E\varepsilon_n, \quad (11)$$

onde E é o módulo de elasticidade.

Observa-se que esse material, na região linear, quando submetido a tensões e deformações longitudinais, tem uma relação constante definida pelo módulo de Young, que será doravante representada por E . Da mesma forma, quando sujeito a tensões e deformações de cisalhamento, a equação (11) define o módulo de cisalhamento G .

Os materiais viscoelásticos, lineares, quando submetidos a tensões e deformações variantes no tempo, não podem ser relacionados por uma simples constante de

proporcionalidade. Esta relação pode ser representada pela equação diferencial de ordem arbitrária (Bavastri, 1997), qual seja,

$$\left(a_0 + a_1 \frac{d}{dt} + a_2 \frac{d^2}{dt^2} + \dots + a_n \frac{d^n}{dt^n} \dots \right) \sigma(t) = \left(c_0 + c_1 \frac{d}{dt} + c_2 \frac{d^2}{dt^2} + \dots + c_n \frac{d^n}{dt^n} \dots \right) \varepsilon(t). \quad (12)$$

De forma geral, o comportamento dos materiais viscoelásticos pode ser modelado em forma finita, com boa aproximação. Dessa forma, a equação (12) fica na forma:

$$a_0 \sigma(t) + \sum_{m=1}^M a_m \frac{d^m \sigma(t)}{dt^m} = c_0 \varepsilon(t) + \sum_{n=1}^N c_n \frac{d^n \varepsilon(t)}{dt^n}, \quad (13)$$

ou, dividindo todos os termos por $a_0 \neq 0$,

$$\sigma(t) + \sum_{m=1}^M b_m \frac{d^m \sigma(t)}{dt^m} = E_0 \varepsilon(t) + \sum_{n=1}^N E_n \frac{d^n \varepsilon(t)}{dt^n}, \quad (14)$$

onde $b_i = a_i/a_0$ e $E_i = c_i/a_0$.

Já com a aplicação do conceito de derivada de ordem fracionária, ou não inteira, descrito em Nashif et al. (1985) e Silva (2005), a relação entre tensão e deformação pode ser representada por:

$$\sigma(t) + \sum_{m=1}^M b_m D^{\beta_m} [\sigma(t)] = E_0 \varepsilon(t) + \sum_{n=1}^N E_n D^{\alpha_n} [\varepsilon(t)], \quad (15)$$

onde D^{β_m} e D^{α_n} são derivadas fracionárias, com β_m e α_n assumindo valores no intervalo (0,1).

Ainda em Silva (2005), expõe-se que, com base em trabalhos experimentais, basta a expansão em um termo da equação (15) para descrever satisfatoriamente o comportamento de um material viscoelástico. Isto implica em $M = N = 1$, e o modelo fica reduzido a cinco parâmetros (b_1, E_0, E_1, α e β), os quais podem ser determinados experimentalmente. A equação (15) passa então a ser escrita como:

$$\sigma(t) + b_1 D^{\beta} [\sigma(t)] = E_0 \varepsilon(t) + E_1 D^{\alpha} [\varepsilon(t)]. \quad (16)$$

Aplicando a transformada de Fourier na equação (16) e rearranjando o resultado, obtém-se:

$$E_c(\Omega) = \frac{\sigma(\Omega)}{\varepsilon(\Omega)} = \frac{E_0 + E_1 (i\Omega)^\alpha}{1 + b_1 (i\Omega)^\beta}. \quad (17)$$

Silva (2005) também expõe que, para uma certa classe de materiais utilizados na indústria em controle de vibrações, os parâmetros que representam a ordem da derivada não inteira podem ser igualados, ou seja, $\alpha = \beta$. Desta forma, o material viscoelástico de interesse

pode ser descrito pelo modelo conhecido como modelo de derivadas fracionárias com quatro parâmetros (b_1, E_0, E_1 e β), tal que:

$$E_c(\Omega) = \frac{E_0 + E_1(i\Omega)^\beta}{1 + b_1(i\Omega)^\beta} \quad \text{ou} \quad E_c(\Omega) = \frac{E_0 + E_\infty(i\Omega b)^\beta}{1 + (i\Omega b)^\beta}, \quad (18)$$

onde $E_1 = E_\infty b_1$ e $b_1 = b^\beta$.

Na maioria das vezes, do ponto de vista construtivo, os neutralizadores viscoelásticos são produzidos de tal forma que o material viscoelástico trabalha em cisalhamento. Sendo assim, a equação (18) pode ser particularizada para o módulo de cisalhamento complexo, de modo que:

$$G_c(\Omega) = \frac{G_0 + G_\infty(ib\Omega)^\beta}{1 + (ib\Omega)^\beta}, \quad (19)$$

onde G_0 e G_∞ são denominados, respectivamente, de módulo inferior e módulo superior, β é a ordem fracionária da derivada, e b é o tempo de relaxação do material. É importante ressaltar que essas equações são válidas apenas na região linear de tensão-deformação.

Para um mesmo material, a relação aproximada entre o módulo de elasticidade e o módulo de cisalhamento, quando consideradas as deformações longitudinal e de cisalhamento ditas puras (ou seja, não combinadas), pode ser expressa por:

$$E_c(\Omega) = 3G_c(\Omega). \quad (20)$$

O tempo de relaxação (b) é altamente sensível à temperatura, sendo normalmente expresso por:

$$b = \alpha_T(T)b_0, \quad (21)$$

onde b_0 é b na temperatura absoluta de referência, T_0 e $\alpha_T(T)$ é o fator de deslocamento, que é uma função da temperatura.

Duas expressões são normalmente utilizadas para descrever o fator de deslocamento (Mead, 2000). Uma delas é a expressão de Arrhenius, dada por:

$$\alpha_T = 10^{T_A[(1/r) - (1/T_0)]}, \quad (22)$$

onde T_A é uma constante a ser determinada experimentalmente. Já a outra é a expressão WLF, dada por:

$$\alpha_T = 10^{-\theta_1(T-T_0)/(\theta_2+T-T_0)}, \quad (23)$$

onde θ_1 e θ_2 também são constantes a serem determinadas experimentalmente.

Aplicando as equações (21) e (23) e fazendo $\varphi_0 = b_0^\beta$, a equação (19) pode ser reescrita em função da frequência e da temperatura como:

$$G_c(\Omega, T) = \frac{G_0 + G_\infty \varphi_0 [i\alpha_T(T)\Omega]^\beta}{1 + \varphi_0 [i\alpha_T(T)\Omega]^\beta}. \quad (24)$$

Sabe-se que uma razão entre números complexos também é um número complexo. Desta forma, o módulo de cisalhamento complexo G_c é composto pela parte real G e pela parte imaginária G_i , podendo ser representado na forma:

$$G_c(\Omega, T) = G(\Omega, T) + iG_i(\Omega, T) . \quad (25)$$

Fazendo

$$\eta(\Omega, T) = \frac{G_i(\Omega, T)}{G(\Omega, T)} , \quad (26)$$

tem-se, então, que

$$G_c(\Omega, T) = G(\Omega, T)[1 + i\eta(\Omega, T)] . \quad (27)$$

O componente $G(\Omega, T)$ é a parte real do módulo de cisalhamento complexo, conhecido como módulo de cisalhamento dinâmico, e está relacionado com a energia armazenada no material viscoelástico. O componente $\eta(\Omega, T)$ é chamado de fator de perda e mede a capacidade do material em converter a energia de deformação em energia térmica (BAVASTRI et al., 2014).

2.2 QUANTIDADES GENERALIZADAS DE UM NEUTRALIZADOR

A massa acoplada a uma estrutura através do elemento de material resiliente, de natureza viscoelástica, como mostrado na Figura 2(b), constitui um neutralizador (absorvedor) viscoelástico simples, ou seja, com um grau de liberdade. Um modelo equivalente para esse sistema secundário (no caso, em neutralizador dinâmico viscoelástico, mostrado na Figura 11), pode ser obtido com base na rigidez complexa $k_c(\Omega, T)$, do elemento viscoelástico, dada pela relação:

$$k_c(\Omega, T) = \vartheta G_c(\Omega, T) = \vartheta G(\Omega, T)[1 + i\eta(\Omega, T)] , \quad (28)$$

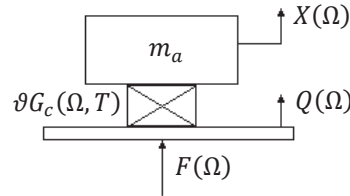
onde ϑ é um fator de forma geométrica do neutralizador. Quando a borracha trabalha em cisalhamento puro, o fator ϑ pode ser expresso pela razão entre a área sob cisalhamento e a espessura do neutralizador (ESPÍNDOLA; SILVA, 1992), ou seja:

$$\vartheta = A/h . \quad (29)$$

As grandezas generalizadas $Q(\Omega)$ e $F(\Omega)$, observadas na Figura 11, representam a transformada de Fourier do deslocamento da base (desprovida da massa) $q(t)$ e da força

aplicada $f(t)$, respectivamente. Esta força é o resultado da interação entre o absorvedor e o ponto da estrutura primária onde ele está ligado.

FIGURA 11 - ESQUEMA DE UM NEUTRALIZADOR SIMPLES (UM GRAU DE LIBERDADE).



Fonte: Bavastri et al., 2014.

Como se verifica de Bavastri et al. (2014), a força de interação $F(\Omega)$ é sentida pela estrutura primária, no ponto de fixação, como uma rigidez dinâmica, dada por:

$$k_a(\Omega, T) = \frac{F(\Omega, T)}{Q(\Omega, T)} = \frac{m_a \Omega^2 \vartheta G_c(\Omega, T)}{m_a \Omega^2 - \vartheta G_c(\Omega, T)}, \quad (30)$$

ou

$$k_a(\Omega, T) = \frac{F(\Omega, T)}{Q(\Omega, T)} = \frac{m_a \Omega^2 \vartheta G(\Omega, T) [1 + i\eta(\Omega, T)]}{m_a \Omega^2 - \vartheta G(\Omega, T) [1 + i\eta(\Omega, T)]}. \quad (31)$$

Escrevendo a equação (30) na forma:

$$[m_a \Omega^2 - \vartheta G_c(\Omega, T)] F(\Omega, T) = [m_a \Omega^2 \vartheta G_c(\Omega, T)] Q(\Omega, T). \quad (32)$$

Para que o primeiro membro da equação seja nulo, neutralizando o efeito da força aplicada e eliminando a vibração do sistema, é possível para uma dada frequência e na ausência de amortecimento (fator de perda nulo). Esta frequência é denominada frequência característica ou antirressonância do neutralizador, e é dada por:

$$\Omega_a^2 = \frac{\vartheta G(\Omega_a, T)}{m_a}, \quad (33)$$

onde $\vartheta G(\Omega_a, T)$ é a rigidez do elemento viscoelástico na frequência de antirressonância Ω_a .

Observe que para amortecimento nulo a componente imaginária se anula ao componente real, e para este caso, tem-se que $G_c(\Omega_a, T) = G(\Omega_a, T)$, aplicado na equação (33).

Fazendo:

$$r_a(\Omega, T) = \frac{G(\Omega, T)}{G(\Omega_a, T)}, \quad (34)$$

e substituindo as equações (33) e (34) na equação (31), obtém-se:

$$k_a(\Omega, T) = \frac{-m_a \Omega^2 [\Omega_a^2 r_a(\Omega, T) + i\eta(\Omega, T) \Omega_a^2 r_a(\Omega, T)]}{\Omega_a^2 r_a(\Omega, T) - \Omega^2 + i\eta(\Omega, T) \Omega_a^2 r_a(\Omega, T)}. \quad (35)$$

Multiplicando o numerador e o denominador pelo conjugado do denominador, decorre que:

$$k_a(\Omega, T) = -\Omega^2 m_a \frac{[\Omega_a^2 r_a(\Omega, T) - \Omega^2] \Omega_a^2 r_a(\Omega, T) + [\Omega_a^2 r_a(\Omega, T) \eta(\Omega, T)]^2}{[\Omega_a^2 r_a(\Omega, T) - \Omega^2]^2 + [\Omega_a^2 r_a(\Omega, T) \eta(\Omega, T)]^2} + i\Omega m_a \frac{\Omega^3 \Omega_a^2 r_a(\Omega, T) \eta(\Omega, T)}{[\Omega_a^2 r_a(\Omega, T) - \Omega^2]^2 + [\Omega_a^2 r_a(\Omega, T) \eta(\Omega, T)]^2} . \quad (36)$$

Com o objetivo de construir o modelo equivalente, como exposto em Bavastri (1997) e Espindola et al. (2008), considera-se um sistema com um único grau de liberdade, em que a massa “ m_e ” se encontra presa ao sistema primário e ligada, através de um amortecedor viscoso de coeficiente “ c_e ”, a uma referência fixa (“terra”), como mostrado na Figura 12(b). A relação entre a força $F(\Omega)$ e o movimento $Q(\Omega)$, no próprio domínio da frequência, será $k(\Omega) = F(\Omega)/Q(\Omega) = -\Omega^2 m_e + i\Omega c_e$.

Quando a relação anterior comparada com a equação (36), observa-se que a estrutura primária percebe o absorvedor no ponto de ligação como uma massa $m_e(\Omega, T)$ conectada em série com um amortecedor viscoso de coeficiente $c_e(\Omega, T)$, cuja outra extremidade está ligada à terra. A Figura 12 mostra a interpretação dessa equivalência. A massa $m_e(\Omega, T)$ e o coeficiente de amortecedor viscoso $c_e(\Omega, T)$ são chamados de parâmetros equivalentes. Dividindo o numerador e o denominador da equação (36) por Ω_a^4 , constata-se que os parâmetros equivalentes generalizados para o absorvedor podem ser escritos como:

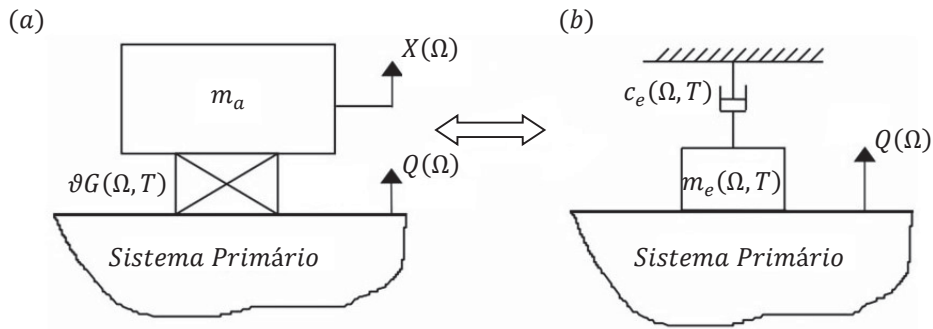
$$c_e(\Omega, T) = m_a \Omega_a \frac{r_a(\Omega, T) \eta(\Omega, T) \varepsilon_a^3}{[r_a(\Omega, T) - \varepsilon_a^2]^2 + [r_a(\Omega, T) \eta(\Omega, T)]^2} \quad (37)$$

e

$$m_e(\Omega, T) = m_a \frac{r_a(\Omega, T) \{r_a(\Omega, T) [1 + \eta^2(\Omega, T)] - \varepsilon_a^2\}}{[r_a(\Omega, T) - \varepsilon_a^2]^2 + [r_a(\Omega, T) \eta(\Omega, T)]^2} , \quad (38)$$

onde $\varepsilon_a = \Omega/\Omega_a$.

FIGURA 12 - (a) NEUTRALIZADOR ACOPLADO AO SISTEMA PRIMÁRIO; (b) SISTEMA EQUIVALENTE DO NEUTRALIZADOR ACOPLADO AO SISTEMA PRIMÁRIO.



Fonte: Febbo et al., 2014.

2.3 MODELAGEM DO SISTEMA COMPOSTO

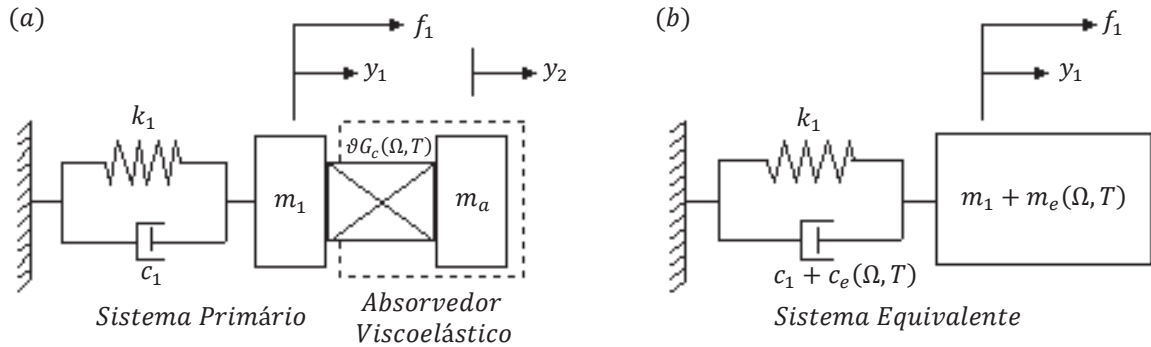
A visão completa do sistema composto pelo sistema primário e pelo neutralizador (absorvedor) é antecipada parcialmente na Figura 12 (a). Anexado ao sistema a ser controlado, sistema primário, está o absorvedor dinâmico de vibração viscoelástico, que atua na redução de vibração. Usando parâmetros equivalentes generalizados, como ilustrado na Figura 12(b), tem-se, com a aplicação da segunda lei de Newton, que a equação de movimento do sistema composto é dada por:

$$[m_1 + m_e(\Omega, T)]\ddot{y}(t) + [c_1 + c_e(\Omega, T)]\dot{y}(t) + k_1 y(t) = f(t), \quad (39)$$

onde m_1 , c_1 e k_1 correspondem a massa, ao coeficiente de amortecimento e à rigidez do sistema primário, $m_e(\Omega, T)$ e $c_e(\Omega, T)$ correspondem à massa e ao coeficiente de amortecimento equivalentes do neutralizador, $\ddot{y}(t)$, $\dot{y}(t)$ e $y(t)$ correspondem à aceleração, à velocidade e ao deslocamento da massa do sistema primário e $f(t)$ é uma força aplicada na massa do sistema primário. A equação (39) apresenta grandezas tanto no domínio do tempo quanto no da frequência. Assim, para que não haja inconsistência, $f(t)$, nela, deve ser harmônica de frequência Ω .

A Figura 13(a) representa o neutralizador dinâmico de vibrações acoplado ao sistema primário para fins do presente trabalho, enquanto a Figura 13(b) ilustra o sistema composto equivalente modelado na equação (39).

FIGURA 13 - (a) SISTEMA COMPOSTO EM ESTUDO; (b) SISTEMA COMPOSTO EQUIVALENTE COM PARÂMETROS EQUIVALENTES GENERALIZADOS.



Fonte: Adaptado de Bavastri et al., 2014.

A equação (39) pode ser escrita diretamente no domínio da frequência, sendo dada, então, por:

$$\{-\Omega^2[m_1 + m_e(\Omega, T)] + k_1 + i\Omega[c_1 + c_e(\Omega, T)]\}Y(\Omega) = F(\Omega). \quad (40)$$

A função resposta em frequência (FRF) correspondente pode ser escrita da seguinte forma:

$$H(\Omega) = \frac{Y(\Omega)}{F(\Omega)} = \frac{1}{-\Omega^2[m_1 + m_e(\Omega, T)] + k_1 + i\Omega[c_1 + c_e(\Omega, T)]}. \quad (41)$$

Tanto o sistema quanto a FRF, são dependentes também da temperatura, sendo assim, a equação (41) pode ser reescrita por:

$$H(\Omega, T) = \frac{Y(\Omega, T)}{F(\Omega)} = \frac{1}{-\Omega^2[m_1 + m_e(\Omega, T)] + k_1 + i\Omega[c_1 + c_e(\Omega, T)]}. \quad (42)$$

Existem casos em que é conveniente trabalhar com $H(\Omega, T)$ na forma adimensional. Para reescrever a equação (42) com parâmetros adimensionais de massa, rigidez e frequência (Bavastri et al., 2014), é preciso multiplicá-la por k_1 , e introduzir as seguintes grandezas:

$$\Omega_{np} = \sqrt{\frac{k_1}{m_1}}; \quad \mu = \frac{m_a}{m_1}; \quad \mu_e(\Omega, T) = \frac{m_e(\Omega, T)}{m_1}; \quad \lambda_1 = \frac{c_1}{m_1}; \quad \lambda_e(\Omega, T) = \frac{c_e(\Omega, T)}{m_1}; \quad r = \frac{\Omega}{\Omega_{np}}. \quad (43)$$

Assim, a função resposta em frequência adimensional pode ser escrita como:

$$H_{ad}(\Omega, T) = \frac{Y(\Omega, T)}{F(\Omega)} k_1 = \frac{\Omega_{np}}{\Omega_{np}\{1 - r^2[1 + \mu_e(\Omega, T)] + ir[\lambda_1 + \lambda_e(\Omega, T)]\}}. \quad (44)$$

2.4 ANÁLISE PRELIMINAR DE UM NEUTRALIZADOR VISCOELÁSTICO

O objetivo de um absorvedor ou neutralizador, como sistema secundário, é controlar a vibração do sistema primário, reduzindo tanto quanto possível a sua vibração. Técnicas de otimização são, então, aplicadas, de modo a selecionar as características do sistema secundário que deverão fazer com que o nível de vibração no sistema primário seja reduzido a valores aceitáveis, pela minimização da amplitude de resposta.

O primeiro a estudar neutralizadores dinâmicos ótimos com um grau de liberdade, aplicados a sistemas também com um grau de liberdade foi Den Hartog (1956), utilizando um modelo, mola em paralelo com amortecedor viscoso. Snowdon (1968) realizou estudos similares para modelos viscoelásticos, que, na prática, são mais fáceis de serem reproduzidos. Os primeiros a definir parâmetros equivalentes generalizados foram Espíndola e Silva (1992), aplicando uma metodologia geral para o controle modo à modo de estruturas com múltiplos graus de liberdade, baseada em parâmetros equivalentes generalizados e no modelo modal do sistema a controlar, e usando conceitos da teoria dos pontos fixos. Bavastri (1997) generalizou a aplicação de neutralizadores com um grau de liberdade para sistemas primários com múltiplos graus de liberdade no controle com banda larga de frequência.

Contudo, a equação (33) apresenta uma condição preliminar para definir o neutralizador, aplicando o conceito de frequência de antirressonância. Esse conceito será desenvolvido, através de um exemplo, para uma primeira análise, mostrando seu uso no desenvolvimento de projetos de neutralizadores de vibrações.

É oportuno mostrar características de resposta em frequência para três tipos diferentes de materiais viscoelásticos, através de um exemplo, e as mudanças do comportamento da atuação do neutralizador provocado pela variação da temperatura, observados nos gráficos da função resposta de cada material. O trabalho de Bavastri et al. (2014) apresenta as informações do modelo fracionário à quatro parâmetros para três materiais diferentes, descritos na Tabela 1.

TABELA 1 - PARÂMETROS DO MODELO DE DERIVADA FRACIONÁRIA COM QUATRO PARÂMETROS.

Tipo do Material	$G_0[N/m^2]$	$G_\infty[N/m^2]$	β	$\varphi_0 = b_0^\beta$	θ_1	θ_2	$T [K]$	$T_0 [K]$
Neoprene	4,55e6	4,18e8	0,319	0,00274	5,09	46,5	303	273
Borracha Butílica	1,76e5	2,41e8	0,424	0,00424	9,91	119	303	273
C1002 (EAR)	6,19e5	9,997e8	0,5463	7,107e4	17,805	177,119	303	284,61

Fonte: Bavastri et al., 2014.

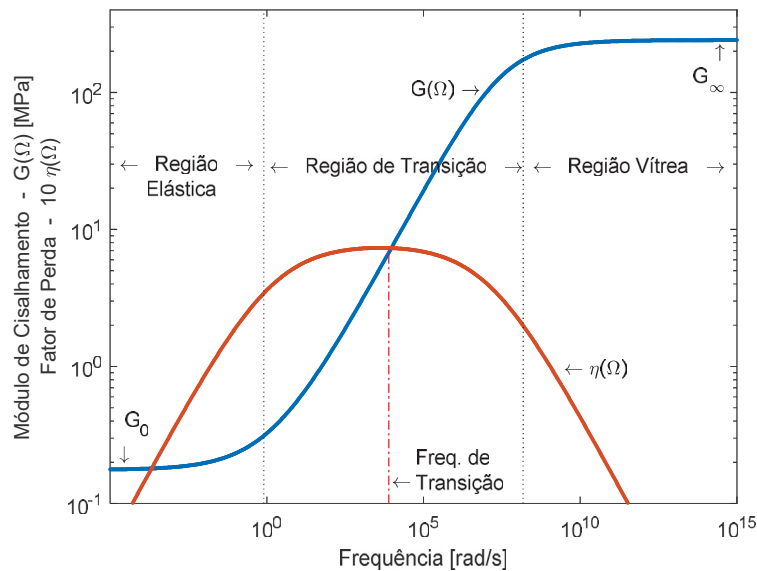
Para projetar o neutralizador associado ao presente exemplo, são adotados, em correspondência com o mostrado na Figura 13 (a), os seguintes valores:

$$m_1 = 1kg; \quad m_a = 0,15kg; \quad \Omega_{np} = 73,01 \text{ rad/s}; \quad c_1 = 0,1 \text{ Nm/s}. \quad (45)$$

Já os demais parâmetros, podem ser calculados utilizando os dados e as equações expostos anteriormente.

Com auxílio das equações (23) e (24), juntamente com os dados da Tabela 1, foram construídas, para fins de ilustração, as curvas da Figura 14, referentes ao módulo de cisalhamento e o fator de perda da borracha butílica, para a temperatura de 25°C (298 K).

FIGURA 14 - CURVAS DO MÓDULO DE CISALHAMENTO E FATOR DE PERDA DA BORRACHA BUTÍLICA A 25°C.



Fonte: O autor (2016).

A equação (33) permite projetar o neutralizador, com a aplicação do método da frequência de antirressonância, onde é estabelecido que a frequência do neutralizador e a frequência natural do sistema primário são iguais, ou seja, $\Omega_a = \Omega_{np}$ (associada à região mais crítica). Esse método não apresenta a solução ótima, mas permite simplificações e uma aproximação aceitável na solução da análise preliminar. Definido a temperatura de projeto T_s , conhecendo a frequência natural e utilizando os dados da Tabela 1, calculam-se, com as equações (23) e (24), o módulo de cisalhamento complexo e sua parte real dada por $G(\Omega_a, T_s)$. Com esse valor, a massa do neutralizador m_a e a equação (33), determina-se o neutralizador, caracterizado pela forma geométrica ϑ .

Adotando $T_s = 298 K$ (25°C) e com o exposto acima, a forma geométrica dos materiais em estudo, resulta em:

$$\vartheta_{Neop}(\Omega_a, T_s) = 1,43 \cdot 10^{-4};$$

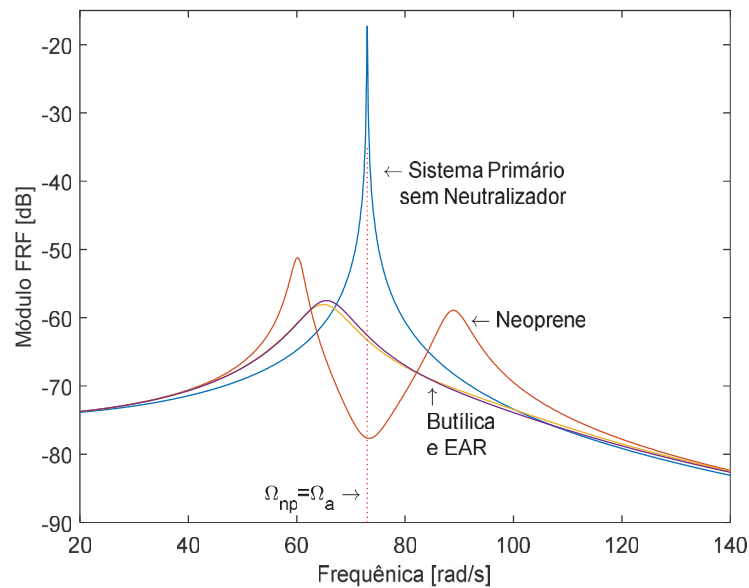
$$\vartheta_{But}(\Omega_a, T_s) = 7,28 \cdot 10^{-4};$$

$$\vartheta_{EAR}(\Omega_a, T_s) = 4,93 \cdot 10^{-4}.$$

As características físicas de um neutralizador trabalhando ao cisalhamento podem, então, ser definidas através da equação (29).

Com o neutralizador definido e aplicando as equações já vistas, em especial a equação (42), são construídas as funções resposta em frequência do sistema composto na temperatura $T_s = 298K$, para os três materiais, como mostrado na Figura 15.

FIGURA 15 - FRF COM NDVS PROJETADOS PARA $\Omega_{np} = \Omega_a$ E TEMPERATURA DE PROJETO $T_s = 298 K$, COM OS ELASTÔMEROS NEOPRENE, BORRACHA BUTÍLICA E EAR C-1002.

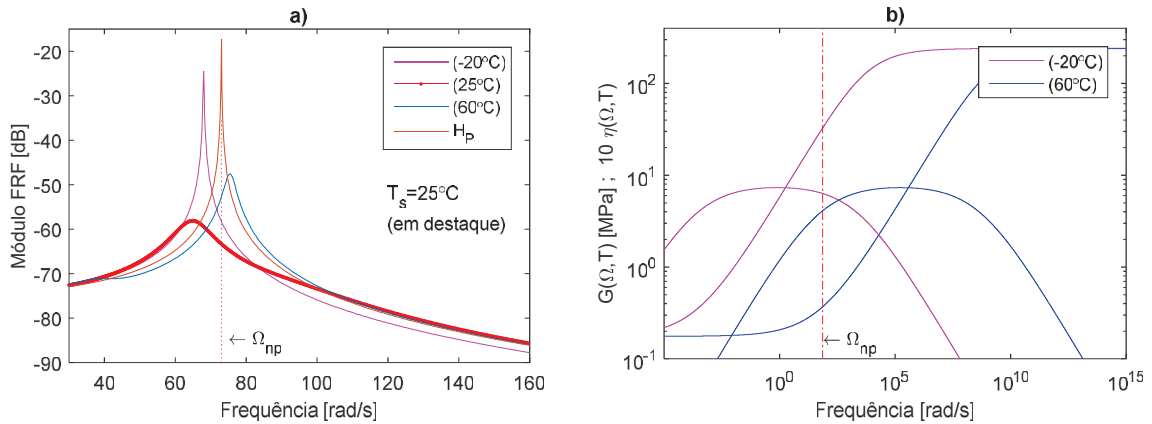


Fonte: O autor (2016).

O neutralizador de neoprene apresenta um excelente desempenho na região em torno da frequência natural do sistema primário. No entanto, para uma faixa mais ampla de frequência, seu comportamento não é tão satisfatório quando comparado com os elastômeros borracha butílica e EAR C-1002. Essas últimas, por sua vez, apresentam comportamento idêntico, com resultados praticamente sobrepostos, e mostram um bom desempenho para uma faixa larga de frequência.

Ao analisar o comportamento dos neutralizadores, dos elastômeros borracha butílica e EAR C-1002, numa faixa larga de temperatura, o que resulta operação fora da temperatura de projeto, são obtidas algumas características interessantes, ilustrado nas Figuras 16 e 17.

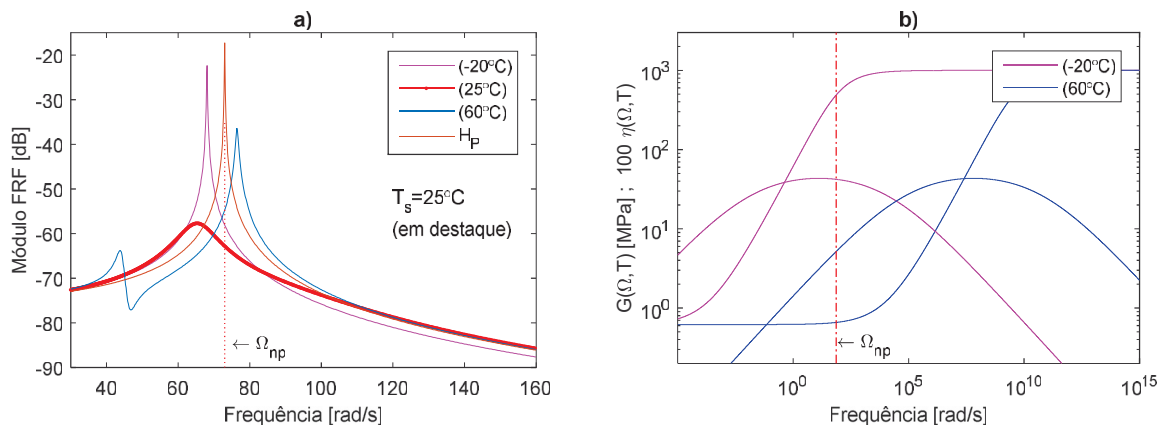
FIGURA 16 - NEUTRALIZADOR DE BORRACHA BUTÍLICA EM VÁRIAS TEMPERATURAS. PROJETO COM $\Omega_{np} = \Omega_a$ E $T_s = 25^\circ\text{C}$. (a) FUNÇÃO RESPOSTA EM FREQUÊNCIA (FRF) DO SISTEMA COMPOSTO; (b) MÓDULO DE CISALHAMENTO E FATOR DE PERDA DO ELASTÔMERO.



Fonte: O autor (2016).

O neutralizador de borracha butílica faz com que o módulo da função resposta em frequência apresente sempre um único pico (Figura 16a). Isso pode ser explicado pelo fato da borracha butílica, na frequência de interesse, em todas as temperaturas, apresenta valores elevados do fator de perda (Figura 16b). Isso a torna conveniente para o uso pretendido.

FIGURA 17 - NEUTRALIZADOR DE EAR C-1002 EM VÁRIAS TEMPERATURAS. PROJETO COM $\Omega_{np} = \Omega_a$ E $T_s = 25^\circ\text{C}$. (a) FUNÇÃO RESPOSTA EM FREQUÊNCIA (FRF) DO SISTEMA COMPOSTO; (b) MÓDULO DE CISALHAMENTO E FATOR DE PERDA DO ELASTÔMERO.



Fonte: O autor (2016).

O neutralizador constituído pelo elastômero EAR C-1002 apresenta, nas temperaturas altas, um pico adicional, que não é desejado. Já na Figura 17b, nota-se que a

temperatura alta encontra-se fora da região de transição, causando um valor relativamente baixo do fator de perda, característica que reduz a capacidade de absorção da energia de vibração do sistema. Ao comparar as Figuras 16a e 17a, verifica-se que, no limite superior da temperatura, a borracha butílica apresenta um valor de pico bem menor do que o elastômero EAR, no tocante ao módulo da função resposta, o que caracteriza melhor desempenho.

No limite inferior da temperatura, não são observadas diferenças significativas entre os dois elastômeros. Diante dessas observações, conclui-se que o neutralizador de borracha butílica apresenta melhor desempenho. Justifica-se, assim, o uso da borracha butílica na aplicação pretendida no presente trabalho.

2.5 OTIMIZAÇÃO DE UM NEUTRALIZADOR VISCOELÁSTICO

Na seção anterior, empregou-se a condição $\Omega_a = \Omega_{np}$ para a definição do neutralizador viscoelástico. Essa condição assume que o sistema primário não possui capacidade de dissipação de energia, o que, na prática não acontece. Então, para se encontrar a frequência característica do neutralizador, que possibilite um desempenho ótimo ao longo de uma faixa ampla de frequência, numa dada temperatura, recorre-se a um procedimento de otimização. Nesse procedimento, busca-se minimizar a função resposta em frequência do sistema composto de modo a reduzir a resposta vibratória do sistema primário.

A otimização, em geral, envolve o problema de minimização ou maximização de uma função. Analiticamente, estes extremos estão localizados nos pontos onde a derivada da função se anula. Entretanto, existem casos em que encontrar estes pontos analiticamente não é possível, sendo necessário, então, procurar os extremos das funções numericamente.

Muitos métodos são aplicados com eficiência no tratamento numérico de otimização. O método Nelder-Mead (NELDER; MEAD, 1965), também conhecido por Simplex ou Poliedro Flexível, aplica um algoritmo simples e permite solução para funções com várias variáveis, características que constituem a motivação para a aplicação deste método.

O método Nelder-Mead, além de permitir solução para funções com múltiplas variáveis, admite otimização de sistemas não lineares. Ele aplica o conceito de um poliedro flexível com $nd+1$ vértices, em pontos necessariamente não coplanares, de um sistema contendo nd variáveis ($f: \mathbb{R}^{nd} \rightarrow \mathbb{R}$). O pior vértice, onde a função de interesse $f(x)$ é maior, é rejeitado e substituído por um ponto definido por um padrão de pesquisa, formando

um novo poliedro. A pesquisa prossegue, gerando uma sequência de poliedros, até que se convirja para um ponto de mínimo.

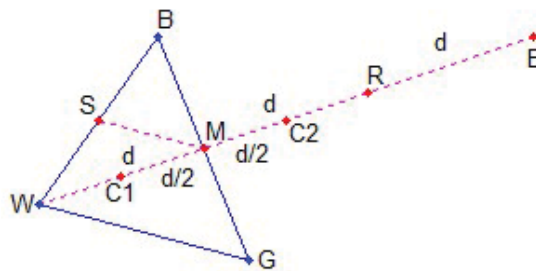
Mathews e Fink (2004) explicam o procedimento de pesquisa e as regras associadas, utilizando uma função com duas variáveis $f(x, y)$, onde o poliedro é dado por um triângulo, chamado de triângulo BGW, formado pelos vértices $V_k = (x_k, y_k)$, $k = 1, 2, 3$. A função é analisada nos vértices e os subscritos reordenados de modo que $f(x_1, y_1) \leq f(x_2, y_2) \leq f(x_3, y_3)$. Para facilitar o entendimento, os vértices são designados por B, o melhor (*the best*), G, bom (*good*) e W, o pior (*the worst*), usando a notação:

$$B = (x_1, y_1), \quad G = (x_2, y_2), \quad W(x_3, y_3). \quad (46)$$

O método baseia-se no conceito de que ao aproximar o pior vértice dos outros, o valor da função diminui. Partindo-se deste princípio, é possível que $f(x, y)$ assumam valores menores em pontos ao longo de uma linha que passe do ponto W pelo ponto médio do lado BG, cuja distância é representada por d . Pontos de teste são definidos sobre esta linha e utilizados na pesquisa de otimização, para definir um novo ponto que substituirá o vértice W, criando assim um novo triângulo.

A Figura 18 mostra o triângulo BGW, os pontos de teste C1, C2, R e E, equidistantes de M por $d/2$, $d/2$, d , e $2d$, respectivamente, e os pontos M e S, definidos como os pontos médios (ou mediatrizes) dos segmentos \overline{BG} e \overline{BW} , respectivamente.

FIGURA 18 - TRIÂNGULO BGW E PONTOS UTILIZADOS NA PESQUISA DE OTIMIZAÇÃO.



Fonte: Mathews e Fink, 2004.

O processo de construção utiliza a mediatriz do lado bom, segmento \overline{BG} , do triângulo. O ponto M pode ser encontrado pela média das coordenadas, de modo que:

$$M = \frac{B+G}{2} = \left(\frac{x_1+x_2}{2}, \frac{y_1+y_2}{2} \right). \quad (47)$$

O ponto de teste R é obtido pela reflexão, ou rotação, do triângulo sobre o eixo dado pelo lado BG , formando o triângulo BGR (vide Figura 19a). Os pontos W e R ficam distantes de M pelo valor de d , mas em direções opostas. A equação para determinar as coordenadas de R pode ser dada por:

$$R = M + (M - W) = 2M - W . \quad (48)$$

Se o valor da função em R é menor do que o valor da função em W, há indicação de avanço no sentido correto para o mínimo. Talvez o mínimo esteja um pouco mais longe do que o ponto R, então, avançando com uma distância $2d$ no mesmo sentido de R, determina-se o ponto teste E, que é uma expansão do triângulo original refletido (vide Figura 19b). A equação para determinar o ponto E pode ser escrita como:

$$E = R + (R - M) = 2R - M . \quad (49)$$

Se os valores da função em R e W são iguais, ou o ponto R não indica avanço para o mínimo, deve-se testar outro ponto. Talvez a função seja menor em M, mas não se pode substituir W por M, visto que os pontos B, G e M são colineares e não formam um triângulo. Considerem-se, então, os dois pontos médios C_1 e C_2 , dos segmentos \overline{WM} e \overline{MR} , respectivamente. O ponto com menor valor da função é chamado de C e substitui o vértice W, forçando a contração do triângulo original para o novo triângulo BGC (vide Figura 19c). Os pontos C_1 e C_2 podem ser determinados pela expressão:

$$C_1 = \frac{M+W}{2} \quad e \quad C_2 = \frac{M+R}{2} = \frac{3M-W}{2} . \quad (50)$$

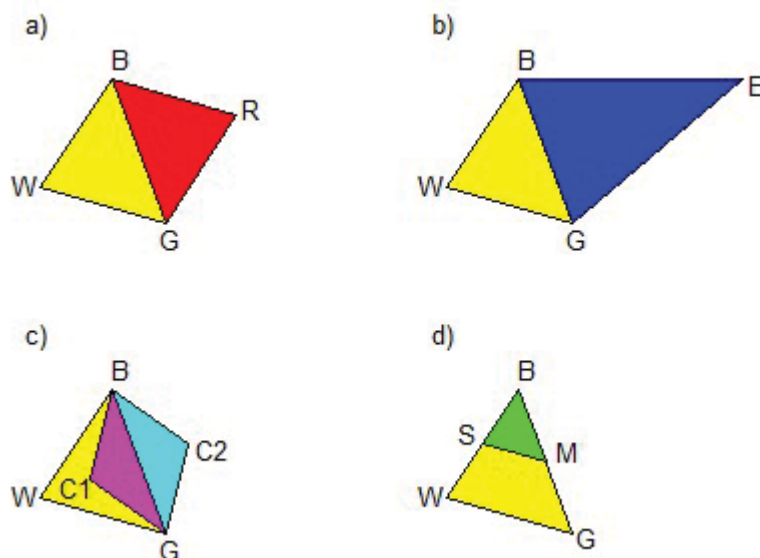
Caso o valor da função em C seja igual ou superior ao valor em W, os pontos G e W devem ser deslocados na direção do vértice B (vide Figura 19d), sendo substituídos pelos pontos médios M e S dos segmentos \overline{BG} e \overline{BW} , respectivamente, ocorrendo a redução do triângulo original para o triângulo BMS (vide Figura 19d). O ponto S pode ser definido pela equação:

$$S = \frac{B+W}{2} . \quad (51)$$

Como exposto acima, o método Nelder-Mead executa ações de reflexão, expansão, contração ou redução do poliedro, sempre substituindo o pior vértice com base no conjunto das regras de pesquisa. Conforme Mathews e Fink (2004) quando definido o novo triângulo, seus vértices devem ser reorganizados, de modo a serem designados por B, G e W, sendo o

processo de pesquisa reiniciado, em um número de vezes n definido pelo programador. A sequência de iterações deve ser interrompida quando a variação do valor da função $f(x, y)$ entre duas iterações for muito pequeno ($\varepsilon \rightarrow 0$), onde ε é determinado pelo programador.

FIGURA 19 - TRIÂNGULO BGW ORIGINAL (AMARELO) E OS TRIÂNGULOS COM AÇÕES DE: (a) REFLEXÃO; (b) EXPANSÃO; (c) CONTRAÇÃO; (d) REDUÇÃO NA DIREÇÃO DE B.



Fonte: Adaptado de Mathews e Fink, 2004.

Caso o número de iterações atinja seu valor máximo (estabelecido pelo programador) indicando que não houve a convergência desejada, o valor encontrado deve ser avaliado, para ser validado ou rejeitado. Neste caso, o processo pode ser reiniciado com um novo vetor argumento (conjunto de pontos BGW que define o triângulo inicial). Caso o método não consiga convergência, outro método de otimização deve ser aplicado.

O fluxograma das regras de pesquisa pode ser visualizado na Figura 20, conforme a descrição acima do triângulo BGW.

O método Nelder-Mead, como todo procedimento de otimização, necessita da informação da função objetivo, do vetor argumento e das restrições, quando existirem. A função objetivo é a função em que se deseja minimizar. Neste trabalho, ela refere-se ao módulo da função resposta em frequência, ou seja, módulo da equação (42). Essa equação é dependente da frequência e da temperatura, variáveis objeto de pesquisa na minimização da função objetivo.

A função objetivo de interesse é dada por:

$$f_{obj}(x) = f_{obj}(\Omega, T) = \max \left| \frac{1}{-\Omega^2[m_1 + m_e(\Omega, T)] + k_1 + i\Omega[c_1 + c_e(\Omega, T)]} \right|. \quad (52)$$

onde $x = (\Omega, T)$ é vetor das variáveis objeto.

O problema padrão de otimização é definido por:

$$\min [f_{obj}(x)] : \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}. \quad (53)$$

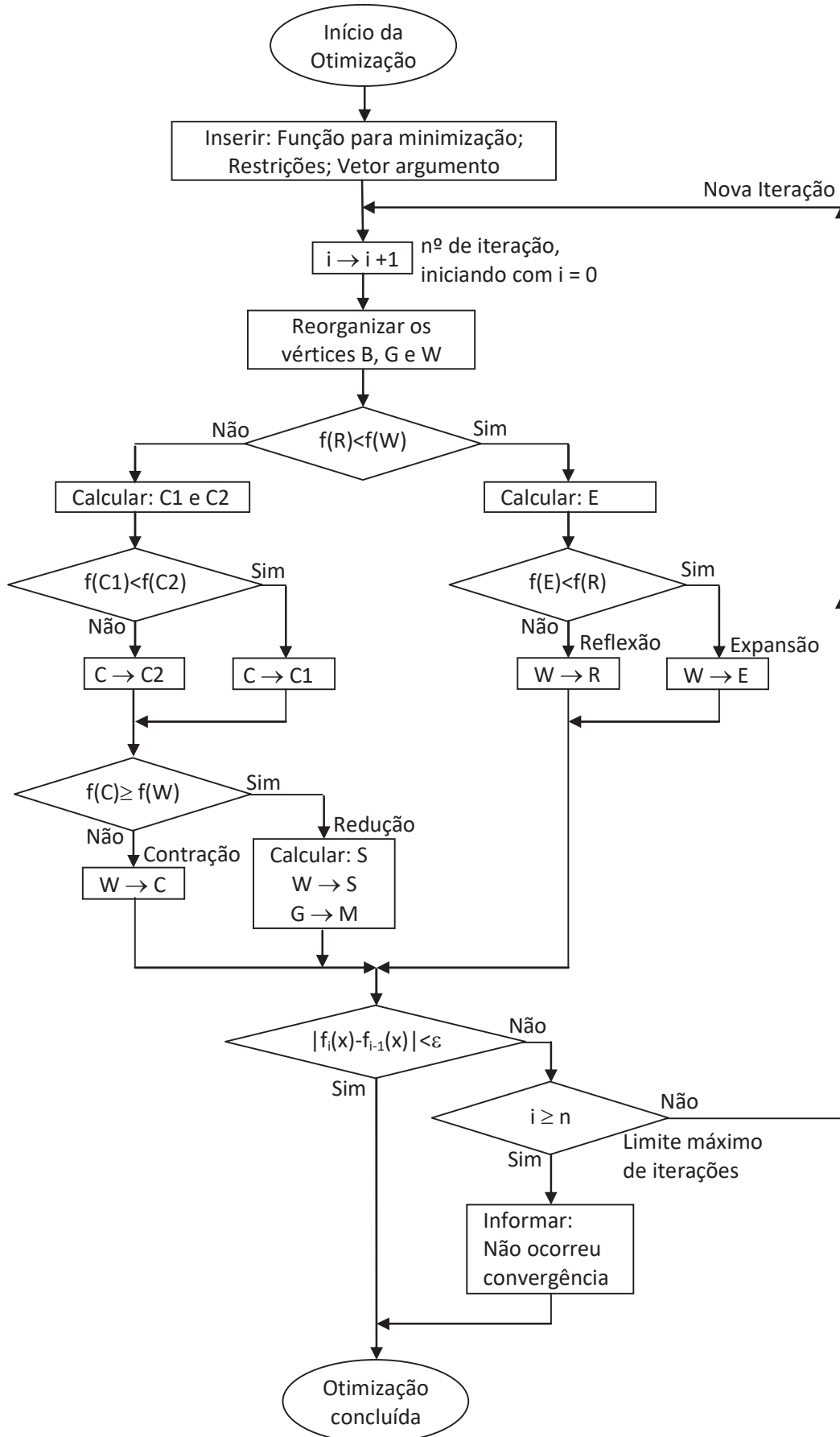
O vetor das variáveis objeto é sujeito a restrições, que são limites impostos às variáveis, face à faixa de operação pertinente. Tem-se neste trabalho, que $[0 \quad -20] \leq [\Omega \quad T] \leq [209,44 \quad +57]$. Ou seja, a faixa de frequência deve estar entre 0 e 209,44 *rad/s* e de temperatura entre -20 e 57°C (253 e 330 K).

Optou-se por uma faixa ampla de temperatura, que atendesse as condições térmicas pertinentes aos motores elétricos, visto que, nas indústrias, em particular nas petroquímicas, grande parte das máquinas são instaladas à céu aberto, com exposição às variações climáticas. Isso é associado ao fato de que os motores elétricos não especiais são projetados para operação em temperatura ambiente entre -20 à 40°C , e geram calor em sua operação. Quanto ao intervalo da frequência, ele atende as características de motores de 4 polos, que são geralmente motores grandes, exigidos por equipamentos de torque elevado.

O vetor argumento VA , que contém os valores iniciais das variáveis objeto de pesquisa no processo de minimização, necessita da informação de um único valor para cada variável pertencente ao domínio da função objetivo, por exemplo, $VA = [\Omega_1 \quad T_1]^T$. Este vetor constitui um dos pontos iniciais do triângulo BGW. Aplicando o algoritmo “fmincon” do Matlab, os outros dois pontos do triângulo BGW são gerados internamente pelo algoritmo, obedecendo à condição de independência linear e atendendo às condições dos limites de cada variável, designadas por restrições. O vetor argumento considerado neste trabalho é dado por $VA = [\Omega_1 \quad T_1]^T = [104 \quad 20]^T$. Os valores considerados são próximos das médias das faixas de operação de cada variável, que, por sua vez, definem as restrições das variáveis.

O algoritmo de otimização retorna com os valores da frequência ótima do neutralizador $\Omega_{a(otm)}$ e da temperatura ótima de sintonização $T_{s(otm)}$.

FIGURA 20 - FLUXOGRAMA DE MINIMIZAÇÃO NELDER-MEAD PARA O TRIÂNGULO BGW.



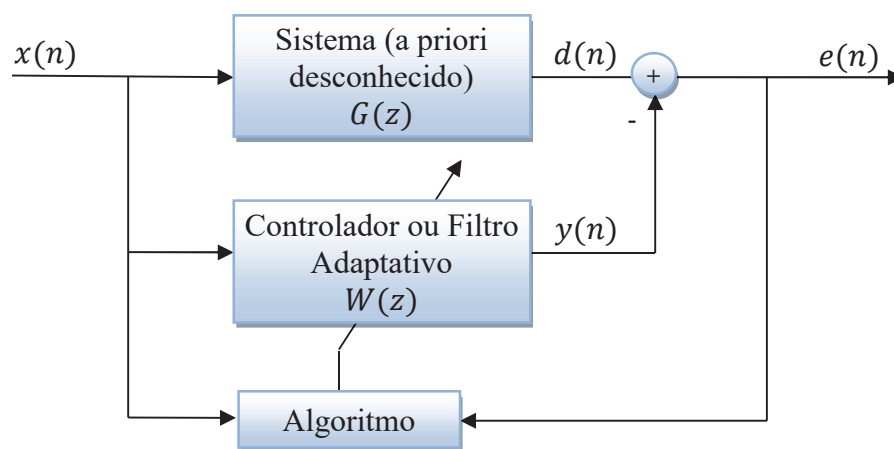
3 CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO

Frente às limitações já expostas inicialmente do controle passivo, torna-se essencial a utilização de um subsistema de controle que contribua na ação de reduzir ao máximo, ou até mesmo eliminar, a vibração pertinente às máquinas rotativas aplicadas na produção, no particular caso, motores elétricos com desbalanceamento. Este subsistema pode ser o controle ativo/adaptativo.

No contexto de controle adaptativo, o que é visto na Figura 21 (que é uma versão simplificada da Figura 10), segundo Farhang-Boroujeny (1998) e Poularikas e Ramadan (2006), pode ser descrito como um problema de modelagem ou identificação de sistemas, onde o resíduo da diferença entre a saída do sistema $d(n)$ e a saída do controlador adaptativo $y(n)$ é chamada de erro $e(n)$, e seu módulo deve ser minimizado pelo processo de controle. A equação do erro pode ser descrita por:

$$e(n) = d(n) - y(n) . \quad (54)$$

FIGURA 21 - DIAGRAMA DE CONTROLE ADAPTATIVO.



Fonte: Farhang-Boroujeny (1998) e Poularikas e Ramadan (2004).

O sistema, designado por planta em muitas literaturas, pode ser entendido como o sistema primário ou o sistema composto (primário com o controle passivo), e é tratado como desconhecido pelo controle ativo/adaptativo. O controlador, com um número pré-estabelecido de coeficientes, utiliza da relação entre os sinais de entrada e saída do sistema para, através do erro, efetuar ajustes, com o uso de um algoritmo específico, de modo a gerar um sinal idêntico ao do sistema.

Considerando filtros digitais do tipo FIR, tem-se que $y(n)$, na equação (54), pode ser dado por:

$$y(n) = \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) = \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w} , \quad (55)$$

onde \mathbf{w} contém os N coeficientes do filtro, de modo que:

$$\mathbf{w} = [w_0 \quad w_1 \quad \dots \quad w_{N-1}]^T . \quad (56)$$

Enquanto,

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \quad x(n-1) \quad \dots \quad x(n-N+1)]^T . \quad (57)$$

Substituindo a equação (55) na (54), o erro pode ser escrito por:

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) = d(n) - \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w} . \quad (58)$$

A resposta do sistema $d(n)$ e a excitação $\mathbf{x}(n)$ são variáveis que não podem ser controladas pelo algoritmo de adaptação, de modo que a minimização do módulo do erro só é possível através da variação dos coeficientes \mathbf{w} do filtro adaptativo, como observado na equação (58).

A dependência da excitação, necessária para estimular a dinâmica do sistema a ser identificado, faz com que a formulação tenha caráter determinístico ou estocástico. Segundo Marra (2007), a aproximação estocástica requer um conhecimento prévio das estatísticas do sinal. Contudo, na maioria das aplicações práticas, não é possível obter um número suficiente de realizações para o levantamento estatístico requerido. Essa questão pode ser contornada ao se admitir que o sinal de excitação é ergódico, ou seja, as médias tomadas para um conjunto de realizações podem ser representadas pelas médias tomadas no tempo para uma única realização.

Os filtros de Wiener constituem uma classe importante dos filtros lineares ótimos. A teoria que projeta estes filtros tem origem estocástica, e afirma que os coeficientes ótimos de um filtro FIR podem ser obtidos pela minimização do erro médio quadrático (*Mean Square Error* – MSE), como se vê em Farhand-Boroujeny (1998), Poularikas e Ramadan (2006), Marra (2007) e outros.

3.1 ERRO MÉDIO QUADRÁTICO (MSE)

A função utilizada para minimização do erro médio quadrático, chamada de função objetivo ou função custo, quando minimizada, nos leva a um conjunto de valores ótimos,

designados como sendo o vetor de coeficientes do filtro adaptativo. A função objetivo pode ser descrita por:

$$\xi = E[e^2(n)] , \quad (59)$$

onde $E[\]$ é o operador esperança, ou o valor esperado, e ξ a função objetivo.

Substituindo a equação (58) na (59), tem-se que:

$$\begin{aligned} \xi &= E[(d(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n))(d(n) - \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w})] \quad \text{ou} \\ \xi &= E[d^2(n) - d(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{w} - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)d(n) + \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}] . \end{aligned} \quad (60)$$

Os coeficientes \mathbf{w} não são grandezas aleatórias, então podem ser retirados do operador esperança, de modo que:

$$\xi = E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}^T E[\mathbf{x}(n)d(n)] + \mathbf{w}^T E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)]\mathbf{w} . \quad (61)$$

As variáveis $\mathbf{x}(n)$ e $d(n)$ são correlacionadas. O vetor de correlação cruzada \mathbf{p} e a matriz de autocorrelação \mathbf{R} podem ser definidas por:

$$\mathbf{p} = E[d(n)\mathbf{x}^T(n)] = [p_0 \ p_1 \ \dots \ p_{N-1}]^T ; \quad (62)$$

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)] = \begin{bmatrix} r_{0,0} & r_{0,1} & \dots & r_{0,N-1} \\ r_{1,0} & r_{1,1} & & r_{1,N-1} \\ & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{N-1,0} & r_{N-1,1} & \dots & r_{N-1,N-1} \end{bmatrix} . \quad (63)$$

Para a função de autocorrelação, $r_{i,l} = r_{l,i}$.

Substituindo as equações (62) e (63) na (61), e observando que $E[d(n)\mathbf{x}^T(n)] = \mathbf{p}^T$, de modo que $\mathbf{w}^T \mathbf{p} = \mathbf{p}^T \mathbf{w}$, tem-se que:

$$\xi = E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}^T \mathbf{p} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} . \quad (64)$$

A partir da equação (64), nota-se que a função objetivo é uma função quadrática, o que leva a um valor único de mínimo global. Os coeficientes que conduzem a função objetivo ao mínimo são obtidos pela condição da derivada parcial nula de ξ em relação a cada coeficiente, o que pode ser representado pelo operador gradiente de ξ , tal que:

$$\nabla \xi = \mathbf{0} , \quad (65)$$

onde,

$$\nabla = \left[\frac{\partial}{\partial w_0} \quad \frac{\partial}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial}{\partial w_{N-1}} \right]^T . \quad (66)$$

Substituindo a equação (64) na (65), e lembrando que $d(n)$ não depende dos coeficientes de \mathbf{w} , tem-se:

$$\nabla \xi = 2\mathbf{R}\mathbf{w} - 2\mathbf{p} . \quad (67)$$

Para a minimização da função objetivo, de tal forma que $\nabla \xi = \mathbf{0}$, o vetor dos coeficientes são considerados como ótimos \mathbf{w}_{otm} e a equação (67) passa a ser conhecida como equação de Wiener-Hopf, dada por:

$$\mathbf{0} = 2\mathbf{R}\mathbf{w}_{otm} - 2\mathbf{p} \quad \text{ou} \quad \mathbf{R}\mathbf{w}_{otm} = \mathbf{p} . \quad (68)$$

Sabendo que a matriz \mathbf{R} é não singular (logo, existe a matriz inversa de \mathbf{R}), a solução da equação (67) pode ser escrita por:

$$\mathbf{w}_{otm} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} . \quad (69)$$

Apesar da equação acima definir os coeficientes ótimos com precisão, os requisitos de inversão da matriz \mathbf{R} e a necessidade de se conhecer \mathbf{R} e \mathbf{p} são os principais problemas da implementação prática na busca dos coeficientes ótimos.

Uma alternativa para contornar o problema de inversão da matriz \mathbf{R} é a utilização do método *Steepest Descent*, algoritmo iterativo baseado no método do gradiente (POULARIKAS E RAMADAN, 2006). Este método parte de um valor inicial e, de forma iterativa, evolui através de pequenos passos na direção do valor ótimo, visto que a função objetivo é convexa, e portanto, possui um único valor de mínimo global. O método *Steepest Descent* é descrito formalmente por:

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \nabla_k \xi , \quad (70)$$

onde μ é o passo de adaptação do algoritmo e $\nabla_k \xi$ é o vetor gradiente $\nabla \xi$ avaliado no ponto $\mathbf{w} = \mathbf{w}(k)$ na k -ésima iteração. Substituindo a equação (67) na (70), tem-se:

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - 2\mu(\mathbf{R}\mathbf{w}(k) - \mathbf{p}) . \quad (71)$$

O método *Steepest Descent* mantém a necessidade do conhecimento de \mathbf{R} e \mathbf{p} , o que, na grande maioria dos casos, pode inviabilizar a aplicação prática. Outro problema é o tamanho do passo μ , que possui relação direta com a velocidade da convergência e relação inversa com a estabilidade do filtro. Segundo Farhand-Boroujeny (1998), a estabilidade é garantida pela inequação dada por:

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{m\acute{a}x}} , \quad (72)$$

onde $\lambda_{m\acute{a}x}$ é o valor máximo dos autovalores da matriz autocorrelação \mathbf{R} .

Uma forma prática de implementar o filtro de Wiener, sem precisar resolver explicitamente a equação de Wiener-Hopf, é encontrada no algoritmo dos mínimos quadrados LS (*Least Square*).

3.2 ALGORITMO LMS

Farhang-Boroujeny (1998) descreve o algoritmo LMS (*Least Mean Square*), proposto pela primeira vez por Widrow e Hoff em 1960, como sendo o algoritmo de filtragem adaptativa mais amplamente utilizado na prática. Esse aspecto pode ser atribuído à sua simplicidade e robustez.

O LMS é uma implementação estocástica do método *Steepest Descent*, obtido pela substituição da função objetivo $\xi = E[e^2(n)]$, dada na equação (59), por uma estimativa do erro quadrático instantâneo, ou seja:

$$\hat{\xi} = e^2(n) , \quad (73)$$

de modo que a adaptação dos coeficientes é dada por:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \nabla \hat{\xi} , \quad (74)$$

onde o índice de iteração k é substituído pelo índice de tempo n .

Aplicando, nessa estimativa, a derivada parcial em relação aos coeficientes do filtro, resulta, para o i -ésimo elemento do vetor gradiente $\nabla e^2(n)$ que:

$$(\nabla \hat{\xi})_i = \frac{\partial \hat{\xi}}{\partial w_i} = \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial w_i} . \quad (75)$$

Substituindo a equação (55) na (75), e lembrando que a variável $d(n)$ é independente dos coeficientes, tem-se:

$$(\nabla \hat{\xi})_i = 2e(n) \frac{\partial (d(n) - y(n))}{\partial w_i} = -2e(n) \frac{\partial y(n)}{\partial w_i} . \quad (76)$$

Como $y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i)$ e $x(n)$ é independente de \mathbf{w} , obtém-se:

$$(\nabla \hat{\xi})_i = -2e(n) \frac{\partial (\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n))}{\partial w_i} = -2e(n)x(n-i) . \quad (77)$$

Generalizando, pela definição do gradiente ∇ exposto na equação (66), tem-se que:

$$\nabla e^2(n) = -2e(n)\mathbf{x}(n) . \quad (78)$$

Substituindo a equação (78) na (74), encontra-se a equação que determina o vetor de coeficientes do filtro, na forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) - \mu(-2e(n)\mathbf{x}(n)) \quad \text{ou} \\ \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{x}(n) . \end{aligned} \quad (79)$$

Desta forma, para o cálculo dos novos coeficientes $\mathbf{w}(n+1)$ do filtro adaptativo, são requeridos o vetor dos coeficientes $\mathbf{w}(n)$, o vetor de entrada $\mathbf{x}(n)$, o sinal de erro $e(n)$ e o valor constante do passo de adaptação μ .

O correto funcionamento do algoritmo descrito na equação (79) está na escolha do valor para o passo de adaptação μ . Como visto no método *Steepest Descent*, a estabilidade do algoritmo depende da restrição $0 < \mu < (1/\lambda_{max})$, apresentada na equação (72), contudo, essa restrição não pode ser facilmente aplicada no caso em questão, já que, para determinar λ_{max} , é necessário conhecer \mathbf{R} e determinar os seus autovetores. A alternativa é encontrar um estimador para o maior autovalor através de um método simples, empregado em Coan Jr. (2005).

Sabe-se que o traço da matriz \mathbf{R} , com notação $tr[\mathbf{R}]$, é definido como:

$$tr[\mathbf{R}] = \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_i , \quad (80)$$

e que:

$$\lambda_{max} \leq tr[\mathbf{R}] = NP_x , \quad (81)$$

onde N é o número de coeficientes do filtro adaptativo, e P_x é a potência média do sinal de entrada $\mathbf{x}(n)$, definida como sendo:

$$P_x = E[x^2(n)] . \quad (82)$$

Desta forma, o passo adaptativo garante a estabilidade quando atende a expressão:

$$0 < \mu < \frac{1}{NP_x} . \quad (83)$$

Uma vez que o erro médio quadrático está relacionado com a matriz de autocorrelação \mathbf{R} , que é, por sua vez, diretamente envolvida com a estabilidade do LMS, Poularikas e Ramadan (2006), descrevem um procedimento para normalizar o passo de

adaptação, de forma a garantir a estabilidade. Para isso, a convergência requer a restrição descrita por:

$$0 < \mu < \frac{1}{3NP_x} . \quad (84)$$

Coan Jr. (2005) e Marra (2006) corroboram com a informação de que, na prática, para garantir a estabilidade e convergência do algoritmo LMS, é usual adotar a seguinte faixa de valores para o passo de convergência:

$$\frac{0,01}{NP_x} < \mu < \frac{0,1}{NP_x} . \quad (85)$$

Coan Jr. (2005) também descreve que a relação inversamente proporcional entre μ e P_x permite que sinais fracos utilizem valores maiores para μ , enquanto sinais fortes são restringidos a valores menores, cabendo uma estratégia de ajuste do passo de adaptação, em relação à potência do sinal de entrada.

3.3 ALGORITMO LMS NORMALIZADO (NLMS)

O algoritmo LMS normalizado é uma alteração do LMS convencional que modifica o tamanho do passo diante da variação do sinal de entrada do filtro, de modo que seja garantida a estabilidade e obtida uma rápida convergência do algoritmo de adaptação. O algoritmo NLMS pode ser descrito por uma alteração da equação (79), resultando em (Farhang-Boroujeny, 1998):

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu(n)e(n)\mathbf{x}(n) , \quad (86)$$

onde o tamanho do passo $\mu(n)$ é variante no tempo.

Sendo o erro a posteriori dado por:

$$e^+(n) = d(n) - \mathbf{w}^T(n+1)\mathbf{x}(n) . \quad (87)$$

e substituindo a equação (86) na (87), obtém-se:

$$e^+(n) = [1 - 2\mu(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)]e(n) , \quad (88)$$

onde se lança mão de que, agora, $d(n) = e(n) + \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)$.

Forçando a condição $e^+(n) = 0$, a equação (88) fornece:

$$\mu(n) = \frac{1}{2\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)} . \quad (89)$$

Substituindo a equação (89) na (86) resulta na equação dos coeficientes do filtro, qual seja:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{1}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)} e(n)\mathbf{x}(n) . \quad (90)$$

Apesar das suas características atraentes, o NLMS na sua forma original é raramente utilizado em aplicações reais. Com uma sutil alteração, organiza-se uma implementação mais viável para os filtros adaptativos, dada pela seguinte equação:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\bar{\mu}}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n) + \psi} e(n)\mathbf{x}(n) , \quad (91)$$

onde $\bar{\mu}$ e ψ são constantes positivas. A inclusão do parâmetro ψ , de pequeno valor, é para impedir que o denominador seja nulo quando a potência do sinal de entrada seja extremamente pequena. Já a constante $\bar{\mu}$ pode ser pensada como um valor que controla a velocidade de convergência e também o ajuste da estabilidade. Quando $\bar{\mu} = 1$ e $\psi = 0$, a equação (91) reduz-se a equação (90) do NLMS.

3.4 ALGORITMO LMS COM PERDAS (*LEAKY LMS*)

As aplicações de controle ativo de vibrações, geralmente associadas a valores altos de ruídos com baixas frequências de ressonância, podem criar condições para o crescimento sem limites dos coeficientes do filtro adaptativo, como exposto em Coan Jr. (2005). Isso à divergência do processo de adaptação, o que é extremamente indesejável na prática, exigindo, portanto, uma estratégia mais robusta.

Nesse sentido, é utilizado um mecanismo adicional chamado de fator de perdas ou vazamento (*leakage factor*). A alteração do algoritmo, que passa a se chamar de LMS com perdas (*leaky LMS*), implica a adição, na função objetivo, de um componente associado ao quadrado do sinal de saída do filtro adaptativo. Essa relação é escrita por:

$$\hat{\xi} = e^2(n) + \gamma y^2 \quad \text{ou} \quad \hat{\xi} = e^2(n) + \gamma \mathbf{w}^T(n)\mathbf{w}(n) , \quad (92)$$

onde γ é um fator de ponderação.

O vetor gradiente dessa função objetivo, que utiliza o fator de ponderação nos coeficientes do filtro, é dado por:

$$\nabla \hat{\xi} = -2e(n)\mathbf{x}(n) + 2\gamma\mathbf{w}(n) . \quad (93)$$

Substituindo a equação (93) na (74), encontra-se a equação que determina o vetor de coeficientes do filtro *leaky* LMS, na forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) - \mu[-2e(n)\mathbf{x}(n) + 2\gamma\mathbf{w}(n)] \quad \text{ou} \\ \mathbf{w}(n+1) &= (1 - 2\mu\gamma)\mathbf{w}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{x}(n) . \end{aligned} \quad (94)$$

A menos da constante $2\mu\gamma$, a equação acima é igual à equação de atualização dos coeficientes do algoritmo LMS, equação (79), motivo pelo qual este modelo é conhecido como algoritmo LMS com perdas. Esse modelo não apenas pode limitar a potência de saída do filtro adaptativo como também evitar distorções não lineares, no controle ativo ou híbrido, geralmente, proveniente da saturação do atuador (*shaker*).

Pode-se definir, então:

$$\nu = 1 - 2\mu\gamma , \quad (95)$$

onde ν é chamado de fator de perdas (*leakage factor*). Seu valor é determinado experimentalmente pelo projetista, tendo em vista a robustez e a perda de desempenho. No entanto, seu valor deve ser tal que

$$0 < \nu \leq 1 \quad (96)$$

4 METODOLOGIA DE SIMULAÇÃO

A simulação é utilizada para entender como um sistema real funciona. Aplica técnicas de modelagem para construir a representação do sistema físico e, assim, injetar estímulos (excitações) para o estudo, análises e avaliações do comportamento subjacente, sem os gastos ou os riscos operacionais que envolvem um sistema real. No desenvolvimento de projeto, a simulação pode ser utilizada para construir mecanismos de controle e soluções que visem melhorar o desempenho do sistema.

Neste trabalho, a simulação é utilizada no estudo de sistemas de controle de vibrações mecânicas, com avaliação do desempenho do controle passivo, ativo/adaptativo e híbrido, aplicada ao caso particular de motores desbalanceados, como descrito na seção 1.5. Emprega-se, para tanto, o *software* LabVIEW, desenvolvido pela National Instruments, que permite não apenas a simulação, mas também a conectividade, com a aquisição de dados em tempo real, de tal forma a analisar o desempenho do sistema de interesse.

4.1 PLATAFORMA LABVIEW

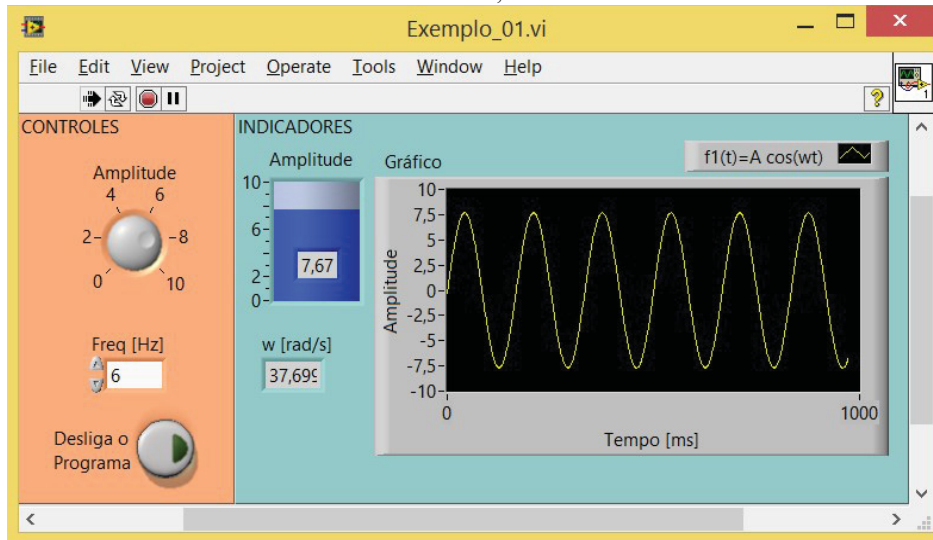
A plataforma LabVIEW fornece uma linguagem de programação gráfica, que utiliza ícones, em lugar de linhas de texto, para criar aplicações. Programas baseados em texto são constituídos por listas de instruções, responsáveis por realizar as ações do programa, enquanto a execução do LabVIEW é baseada no conceito denominado de fluxo de dados.

Essa plataforma é integrada, permitindo a comunicação com diversos hardwares, via GPIB, RS-232/485, BNC, PXI, USB, conexões com a internet, aplicativos ActiveX, redes TCP/IP e outros. Desta forma, podem ser construídas aplicações de teste e medição, aquisição de dados, controle de instrumentos, registro de dados, análise de medição e geração de relatórios.

Os programas em LabVIEW são chamados de instrumentos virtuais (VIs – *Virtual Instruments*), sendo constituídos por três componentes: painel frontal, diagrama de blocos e painel de ícones e conectores. Para exemplificar o funcionamento do LabVIEW, é apresentado, na sequência, um exemplo simples de geração de um sinal harmônico.

O painel frontal é destinado à interface com o usuário, sendo constituído por elementos de entrada (ou controles) e saída (ou indicadores) de dados. A Figura 22 apresenta o painel frontal do exemplo.

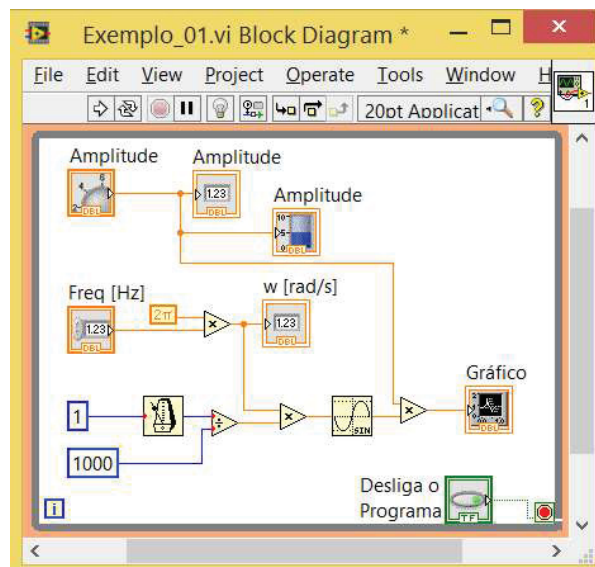
FIGURA 22 - PAINEL FRONTAL DO LABVIEW, REFERENTE AO PROJETO DO EXEMPLO.



Através dos controles, são definidas as informações de amplitude (botão rotativo) e frequência em Hz (indicador numérico e botões de incremento/decremento), enquanto os indicadores retornam do programa as informações de amplitude (indicador numérico e barra gráfica) e frequência em rad/s (indicador numérico), bem como um gráfico que mostra a função $f(t) = A \cos(\omega t)$.

O diagrama de blocos contém objetos chamados de terminais, subVIs, constantes, funções, estruturas e ligações e outras ferramentas, responsáveis pelo código fonte do programa, ou seja, a programação do projeto do sistema. A Figura 23 mostra o diagrama de blocos do exemplo.

FIGURA 23 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO LABVIEW, REFERENTE AO PROJETO DO EXEMPLO.

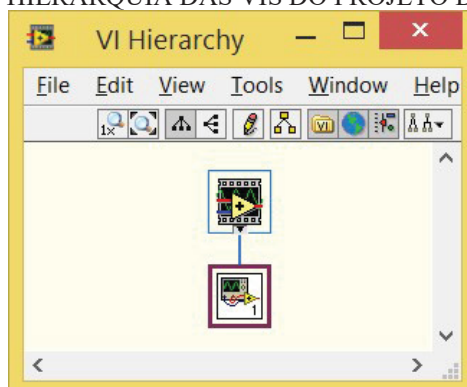


Ao observar os blocos ligados da esquerda para a direita, no diagrama de blocos, pode-se perceber as operações que ocorrem com o fluxo de dados. Podem ser interpretados três conjuntos de fluxo de dados, amplitude, frequência e temporização, que passam por nós ou funções, blocos com operações específicas, interagindo de modo a apresentar seus resultados nos indicadores, numéricos ou gráfico.

Para o programa rodar de forma contínua, uma estrutura do tipo *while* foi inserida. Todos os componentes descritos na área branca estão dentro de uma borda, que na verdade é uma caixa chamada de estrutura. A estrutura *while* executa repetidas vezes o fluxo de dados, sempre que este chega ao fim, num conceito conhecido como *loop*, desde que certa condição seja atendida. Neste caso, as iterações ocorrerão desde que o botão “Desliga o Programa” não seja acionado.

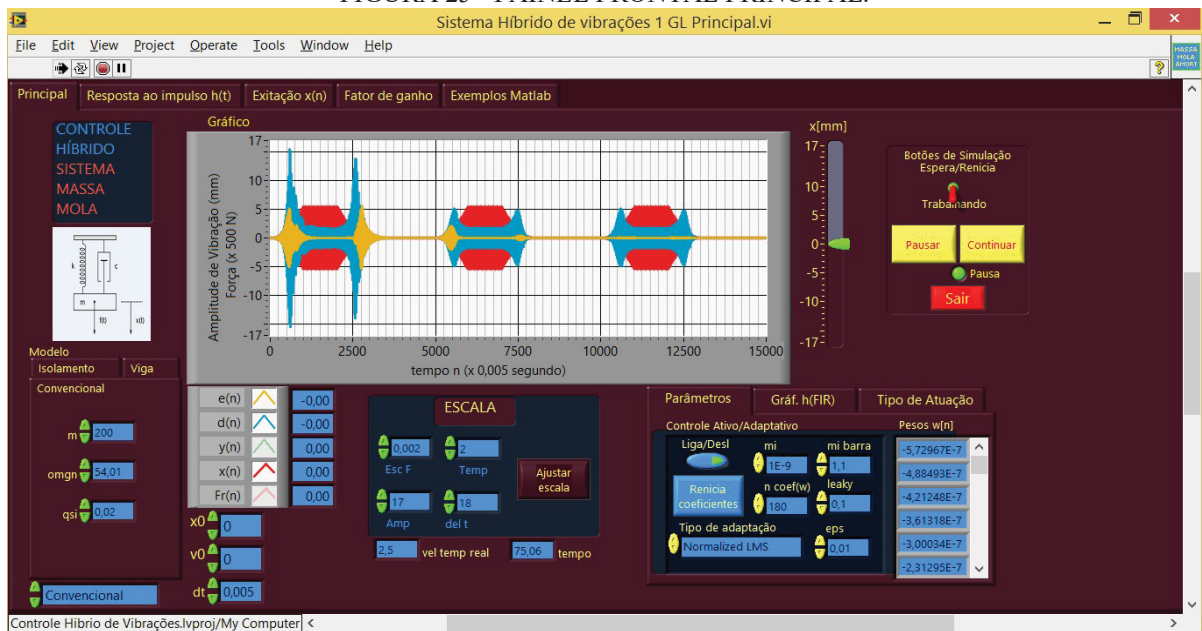
Construído o painel frontal e o diagrama de blocos, deve-se montar o painel de ícones e conectores para que a VI concebida esteja disponível para ser utilizada por outra VI. Uma VI dentro de outra é chamada de subVI, o que geralmente é designado por sub-rotina em linguagens de programação do tipo texto. No exemplo, o programa foi salvo como uma VI e colocado dentro do programa principal, que, no caso, não tem nada além desta subVI. Ao executar o programa principal, a subVI com função iterativa (repetições) é executada até o acionamento do botão “Desliga o Programa”. A ligação das VIs com as subVIs obedece uma hierarquia, o que, para este exemplo, é mostrado na Figura 24.

FIGURA 24 - HIERARQUIA DAS VIS DO PROJETO DO EXEMPLO.



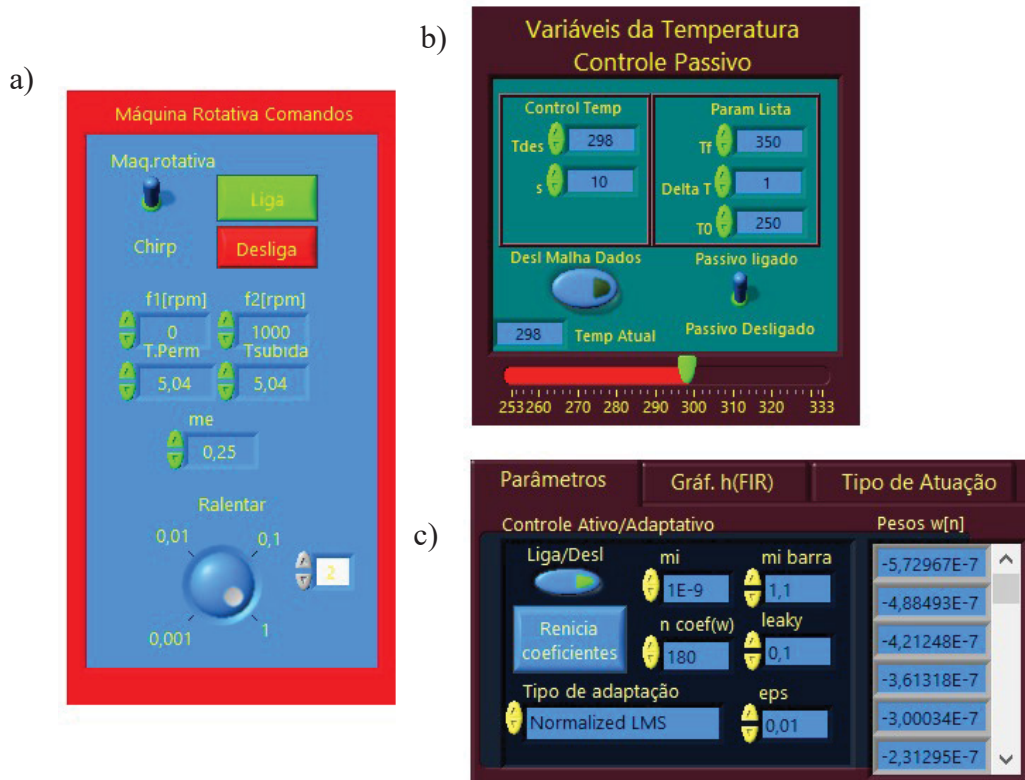
O projeto específico da dissertação é composto por três painéis frontais. A Figura 25 mostra o painel principal, onde pode ser implementado o controle ativo/adaptativo. Ele contém os botões de parada e interrupção do sistema, o controle das escalas e parâmetros do modelo em estudo e também a figura com os gráficos de excitação, resposta e erro.

FIGURA 25 - PAINEL FRONTAL PRINCIPAL.



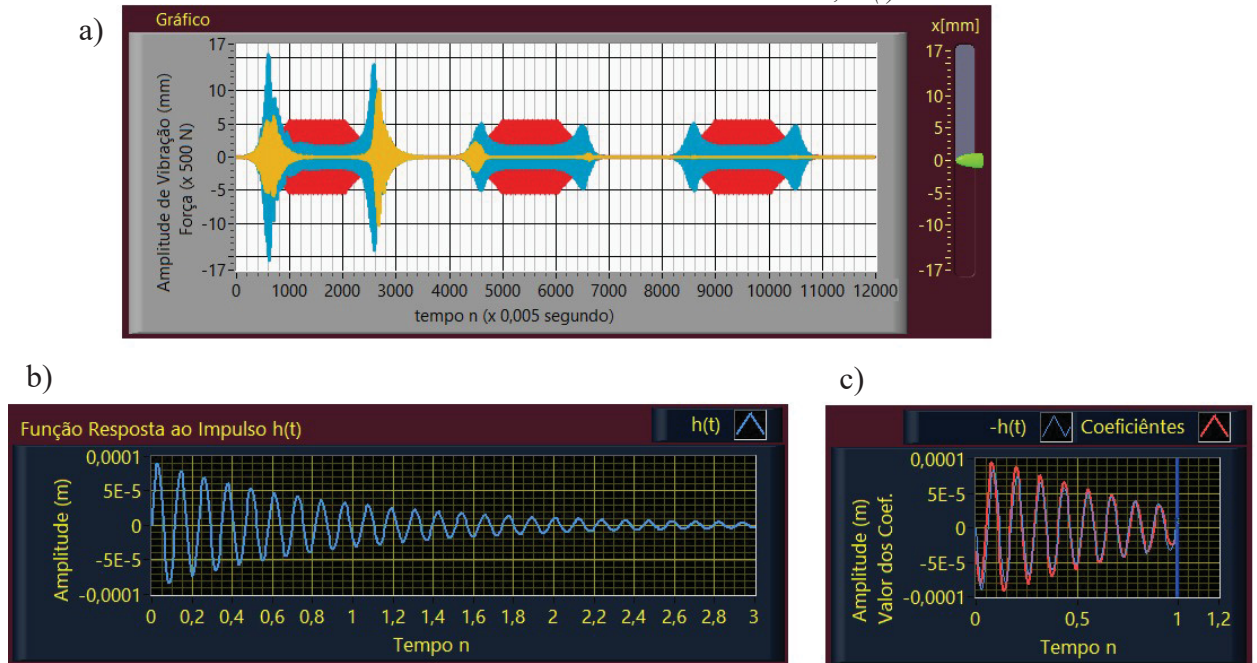
Na Figura 26, são mostrados os principais controles disponíveis nos três painéis frontais do programa, ressaltando que controle no LabVIEW se refere a objetos cujos valores e condições podem ser alterados pelo usuário.

FIGURA 26 - ELEMENTOS DE CONTROLE: (a) EXCITAÇÃO; (b) CONTROLE PASSIVO E CARACTERÍSTICAS DE TEMPERATURA; (c) CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO E TIPO DE ADAPTAÇÃO.



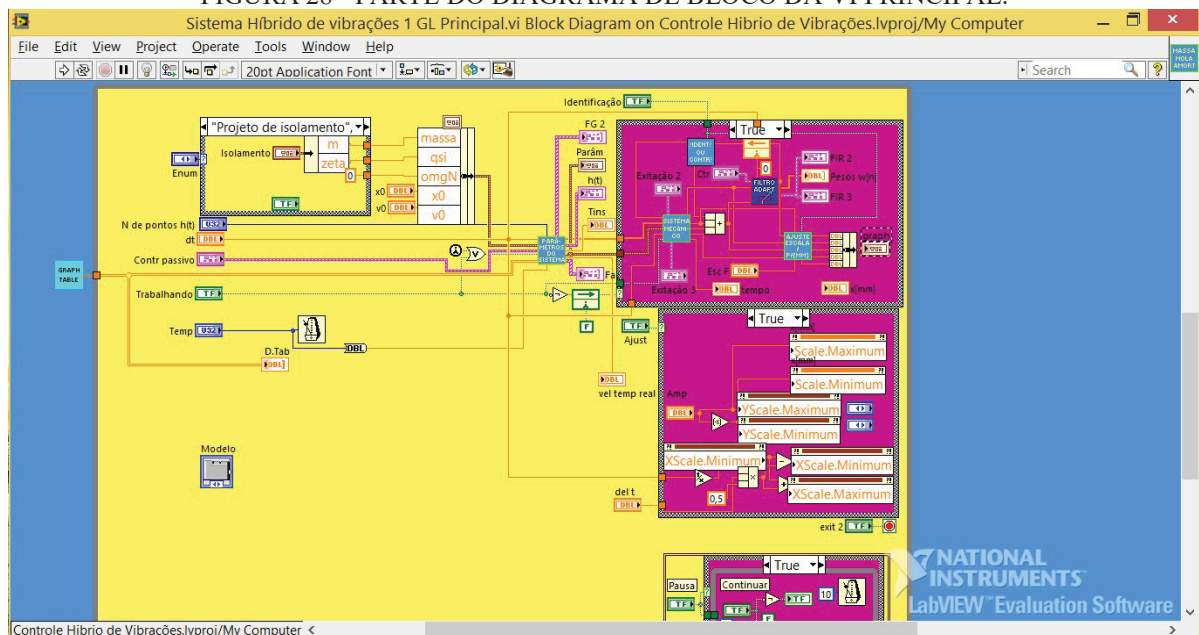
A Figura 27 mostra os indicadores gráficos que serão utilizados na análise e discussão dos resultados.

FIGURA 27 - GRÁFICOS DO SISTEMA: (a) GRÁFICOS DE EXCITAÇÃO $x(n)$ (VM), RESPOSTA DO SISTEMA $d(n)$ (AZ) E ERRO $e(n)$ (AM); (b) RESPOSTA NO TEMPO PARA EXCITAÇÃO AO IMPULSO $h(t)$; (c) COMPARAÇÃO ENTRE OS COEFICIENTES DO FILTRO E O NEGATIVO DA RESPOSTA AO IMPULSO, $-h(t)$.



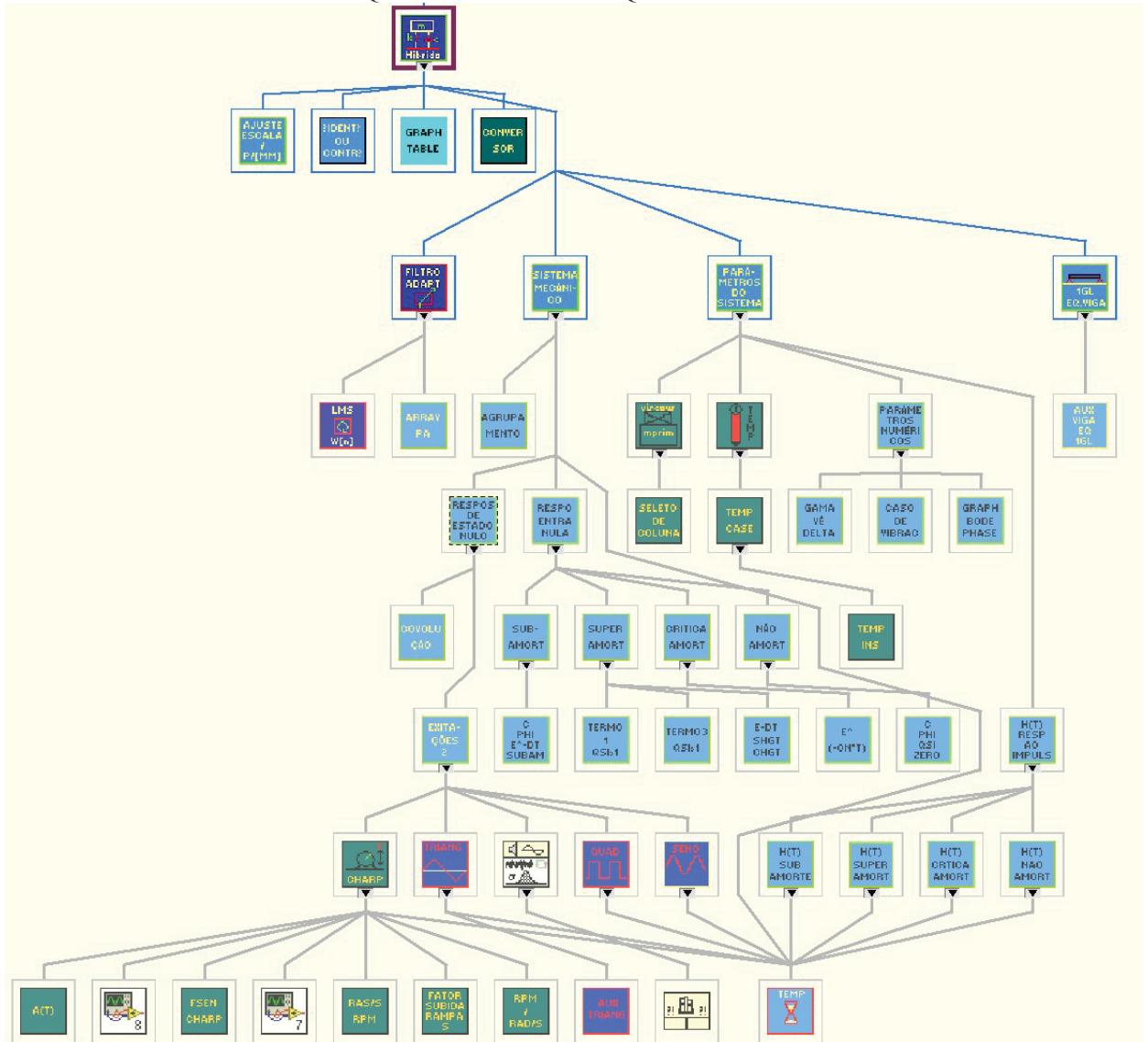
A Figura 28 mostra parte do diagrama de blocos da VI principal, com oito subVIs.

FIGURA 28 - PARTE DO DIAGRAMA DE BLOCO DA VI PRINCIPAL.



A Figura 29 mostra a arquitetura e a hierarquia entre as VIs e as subVIs de todo o programa.

FIGURA 29 - ARQUITETURA E HIERARQUIA ENTRE VIS E SUBVIS.



O programa em LabVIEW é composto por todas as fórmulas e teorias expostas neste trabalho, exceto às relativas ao projeto do neutralizador. Esse projeto foi realizado no MatLab e os resultados correspondentes ao sistema composto importados para o LabVIEW na forma de vetores de dados das funções resposta ao impulso associados. Essas funções decorreram da transformada inversa de Fourier das funções resposta em frequência do sistema, obtidos nas temperatura de interesse. O projeto do neutralizador será detalhado na próxima seção.

4.2 DELINEAMENTO DO NEUTRALIZADOR VISCOELÁSTICO

O MatLab, ambiente de programação utilizado nessa parte do trabalho, possui diversos algoritmos de minimização e otimização, tais como `fminbnd`, `fminunc`, `fminsearch`, `fmincon`, `fgoalattain` e `fminimax`, entre outros, cada qual com características e aplicações específicas. O algoritmo “`fmincon`” do Matlab possui as características necessárias para executar a minimização de uma função com duas variáveis e com restrições, utilizando o método de minimização Nelder-Mead.

Ao examinar a função objetivo, que é o máximo do módulo da FRF (vide equação (52)), observa-se a dependência implícita da frequência natural do neutralizador Ω_a , visto que os parâmetros equivalentes m_e e c_e também são dependentes dela, conforme as equações (37) e (38). Ao minimizar a função objetivo, são obtidas as variáveis ótimas de interesse, nesse caso, $(\Omega_{a(otm)}, T_{otm})$, que correspondem ao menor valor dos máximos dos módulos das FRFs, analisados dentro dos limites previamente estabelecidos de frequência e temperatura. Esses limites são designados de restrições, sendo a faixa de interesse da frequência de 0 à 209,44 rad/s (0 à 2000 rpm) e a da temperatura de 253 à 330K (-20 à +57°C).

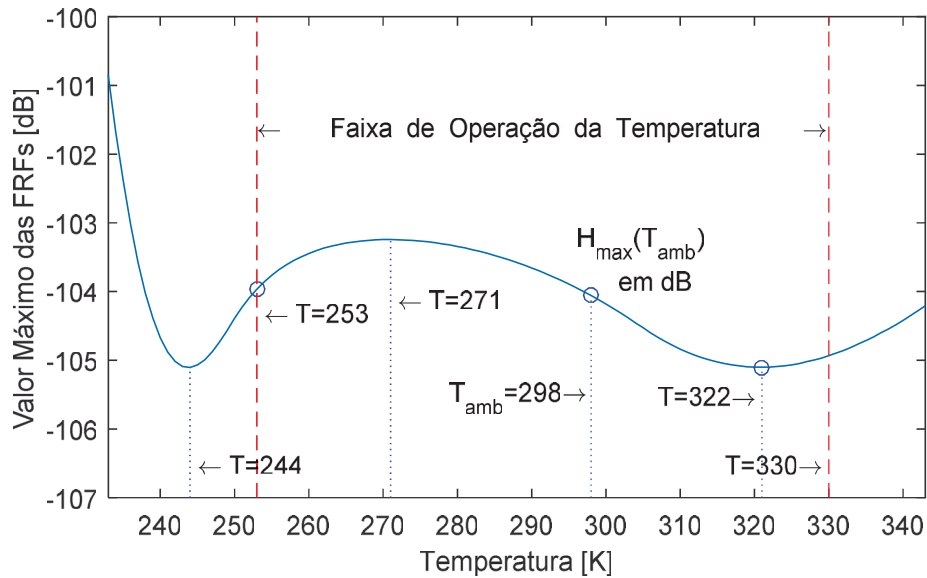
Calculado o vetor ótimo, ou o par de valores ótimos, obtém-se:

$$(\Omega_{a(otm)}, T_{otm}) = (46,15; 322,05) \quad \text{e} \quad 20 \log_{10} |H|_{m\acute{a}x} = -105,10 \text{ dB} . \quad (97)$$

Ao definir o neutralizador ótimo, suas características são atendidas apenas quando a operação do sistema se der na temperatura ótima. Fora dela, o desempenho fica aquém do ótimo. Quanto mais distante a operação estiver da temperatura ótima de projeto, mais precário poderá ser o desempenho dinâmico do neutralizador.

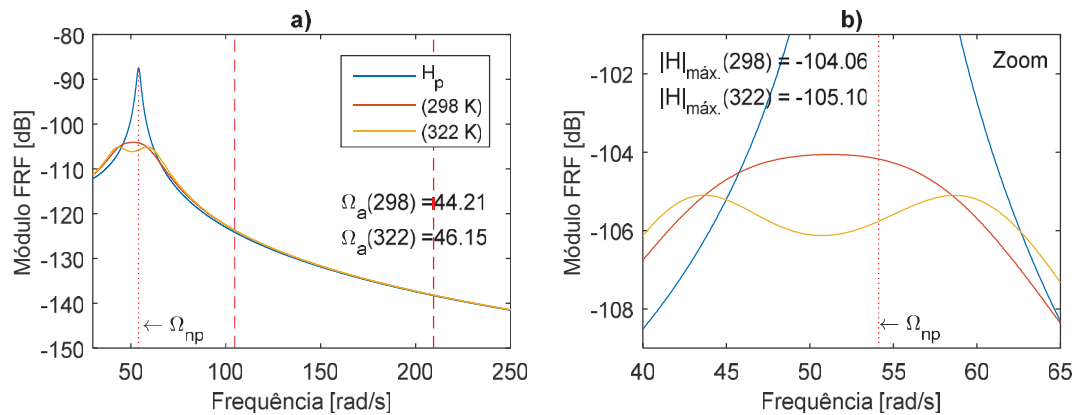
Uma análise da ação do neutralizador, em diferentes temperaturas, é apresentada na Figura 30, onde o valor máximo do módulo da FRF (em dB) é destacado no caso ótimo e em outros pontos limites ou de interesse. Sabe-se que o melhor desempenho do neutralizador é quando opera na temperatura ótima e sua eficácia diminui ao se distanciar desta temperatura. Em vista disso, observa-se que o ponto ótimo fica próximo ao limite superior da faixa de interesse e muito aquém do limite inferior, que é uma condição desfavorável, dada a ampla faixa de operação.

FIGURA 30 - VALOR DO PICO MÁXIMO DAS FRFS SINTONIZADAS.



O processo na escolha da temperatura de projeto pode seguir por dois outros caminhos. O primeiro seria realizar a pesquisa para uma temperatura de projeto que possibilitasse o menor valor médio de operação em toda faixa de temperatura, não visando mais a minimização do valor máximo do módulo da FRF. O segundo caminho é adotar um valor predefinido para uma temperatura que atenda a maior demanda operacional e esteja longe das extremidades da faixa de operação, como por exemplo, a temperatura ambiente. A Figura 31 mostra os módulos das FRFs do sistema primário e do sistema composto, com neutralizador projetado para as temperaturas ótima $T_{otm} = 322K$ e ambiente $T_{amb} = 298K$. A referência para a escala dB é, e sempre será, $1 m/N$.

FIGURA 31 - FRFS DOS SISTEMAS PRIMÁRIO E COMPOSTO NAS TEMPERATURAS INDICADAS.



A comparação das curvas projetadas com T_{otm} e T_{amb} , vistas em detalhe na Figura 31b, percebe-se que a diferença entre elas não é tão significativa, sendo possível aplicar essa

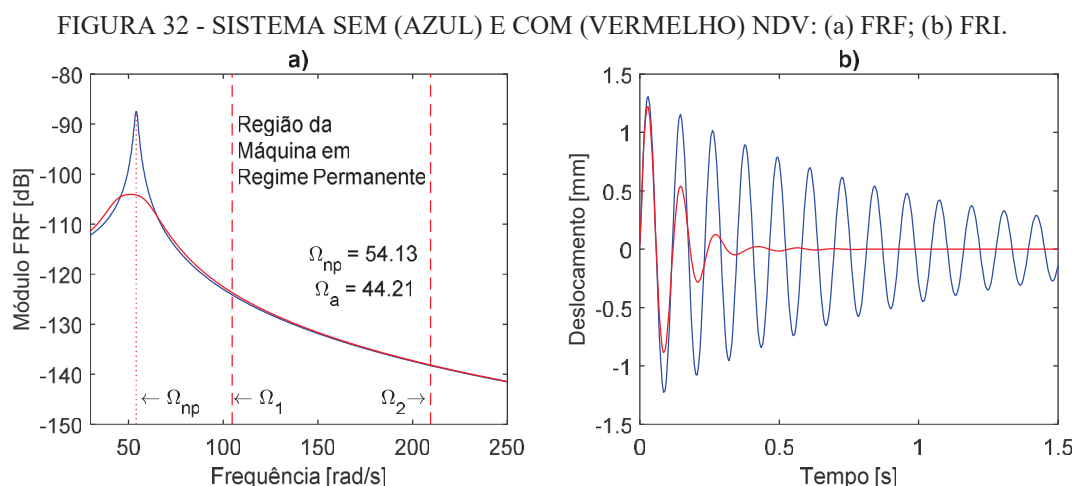
aproximação, com atendimento satisfatório nas condições de controle. Desta forma, optou-se por adotar a temperatura ambiente para o projeto do neutralizador, reduzindo o conjunto de variáveis de trabalho e não ampliando desnecessariamente as informações para análise e discussão, com risco da perda de objetividade no trabalho. Salienta-se que, nas ações acima, o sistema primário foi caracterizado pelos parâmetros da equação (9), sendo também empregadas as demais equações do capítulo 2.

Para temperatura de projeto $T_{amb} = 298 K$, com restrição na faixa da frequência em 0 à 209,44 rad/s (0 à 2000 rpm), determinou-se a frequência característica ótima do neutralizador, Ω_a , dada por:

$$\Omega_a = 44,21 \frac{\text{rad}}{\text{s}} . \quad (98)$$

Com esse valor determinado e aplicando as equações (28), (29) e (33), expostas na seção 2.2, é possível concluir o projeto do neutralizador, chegando até as suas dimensões físicas, face a uma dada configuração escolhida, como feito em Coan Jr. (2005). Como o presente trabalho é de simulação, esses passos finais não foram empreendidos.

A Figura 32 mostra o módulo da função resposta em frequência (FRF) e a função resposta ao impulso (FRI) tanto para o sistema primário como para o sistema composto com neutralizador viscoelástico (NDV) constituído por borracha butílica. As FRFs sem e com NDV são descritas pelas equações (7) e (42), respectivamente.



Através da Figura 32(a), pode ser observado que o sistema composto tem uma significativa redução de amplitude na região em torno da frequência natural do sistema primário. Em contrapartida, nenhum efeito é observado fora desta região. A função resposta

ao impulso corresponde a uma vibração livre, o que significa oscilação na frequência natural ou, devido ao amortecimento, na proximidade desta. Com isso, é possível observar os efeitos da atuação do neutralizador no tempo de decaimento da oscilação para os sistemas primário e composto, como mostrado na Figura 32(b).

4.3 CONDIÇÕES OPERACIONAIS E EXCITAÇÃO

O funcionamento do motor elétrico desbalanceado de interesse é analisado em três condições operacionais distintas: regime de partida (aceleração), regime de trabalho (velocidade constante) e regime de parada (desaceleração). Para o motor desligado, subentende-se que sua rotação é nula e não há operação.

A partida convencional mais utilizada nas indústrias para motores elétricos é denominada de partida direta, onde o motor é alimentado diretamente na tensão nominal. As características do conjugado motor fazem o rotor, a partir da condição parado, atingir a velocidade nominal num intervalo de 6 à 9 segundos, dependendo das características construtivas do motor e da carga acoplada ao seu eixo. Para simular as inúmeras alternativas da transferência desta energia à condição inercial do rotor, aplica-se neste trabalho uma rampa de aceleração constante, linear e uniforme, com tempo aproximado de 5 segundos, iniciando na velocidade angular nula até a atingir a velocidade angular de trabalho.

O regime de trabalho do motor é caracterizado pela condição de velocidade angular (rotação) constante, exceto pequenas diferenças que ocorrem em motores assíncronos, devido ao escorregamento, característica que depende da variação da carga acoplada ao motor. A crescente aplicação de inversores de frequência (ou variadores de frequência), sistemas eletrônicos que permitem a variação da frequência de alimentação do motor, leva à necessidade de se considerar a mudança na rotação de trabalho. Há, portanto, que se analisar as vibrações numa faixa de frequência para o regime de trabalho.

Tomou-se o cuidado, neste trabalho, de contemplar uma faixa de 1.000 à 2.000 rpm (rotações por minuto), ou seja 104,7 à 209,4 em rad/s. Entre os casos extremos, menor e maior rotação de operação, deverá estar o pior caso de vibração para o sistema em regime de trabalho.

A parada da parte girante, geralmente se faz pela interrupção da alimentação elétrica, sendo que sua desaceleração se dá em decorrência das resistências mecânicas de atrito dos mancais, ventoinha de refrigeração e outras. A aplicação de frenagem mecânica ou magnética

pode também ser adotada. Na definição do tempo de desaceleração, resolveu-se aplicar uma rampa de desaceleração similar ao regime de partida, com inclinação decrescente constante, linear e uniforme, atingindo rotação nula num tempo aproximado de 5 segundos.

Como descrito, a velocidade angular (rotação) do motor é uma função do tempo. Desta forma, a excitação, inicialmente descrita pela equação (8), deve ser modificada para melhor adequar sua dependência do tempo. Ela pode, então, ser dada por:

$$x(t) = m_0 e [w(t)]^2 \operatorname{sen} \left(\int_0^t w(t) dt \right), \quad (99)$$

que é uma varredura harmônica rápida de amplitude variável (BURROWS et al., 1994).

A frequência pode ser expressa na unidade de hertz, através da relação $w = 2\pi f$. Substituindo essa relação na equação (99), tem:

$$x(t) = m_0 e [2\pi f(t)]^2 \operatorname{sen} \left[\int_0^t 2\pi f(t) dt \right]. \quad (100)$$

Dada a frequência inicial, $f_1 = 0$ (motor parado), a frequência final $f_2 = f_{Tr}$ (frequência de trabalho) e a duração da aceleração, ou desaceleração, T_s , a frequência pode ser descrita em função do tempo em cada fase de operação do motor, a saber, (a) partida (aceleração), (b) regime de trabalho e (c) parada (desaceleração), pelas equações:

$$f(t) = f_1 + \left(\frac{f_2 - f_1}{T_s} \right) t = f_1 + st, \quad (101a)$$

$$f(t) = f_2 \quad (\text{constante}) \quad \text{e} \quad (101b)$$

$$f(t) = f_2 + \left(\frac{f_1 - f_2}{T_s} \right) t = f_2 - \left(\frac{f_2 - f_1}{T_s} \right) t = f_2 - st, \quad (101c)$$

onde s é a taxa de varredura, correspondente à inclinação da rampa de aceleração ou desaceleração, dada por:

$$s = \frac{f_2 - f_1}{T_s}. \quad (102)$$

Aplicando as equações (101) e (102) na equação (100) e resolvendo a integral, a excitação pode ser descrita por:

$$x(t) = m_0 e [2\pi(f_1 + st)]^2 \operatorname{sen} \left[2\pi \left(f_1 t + \frac{st^2}{2} \right) \right], \quad (103a)$$

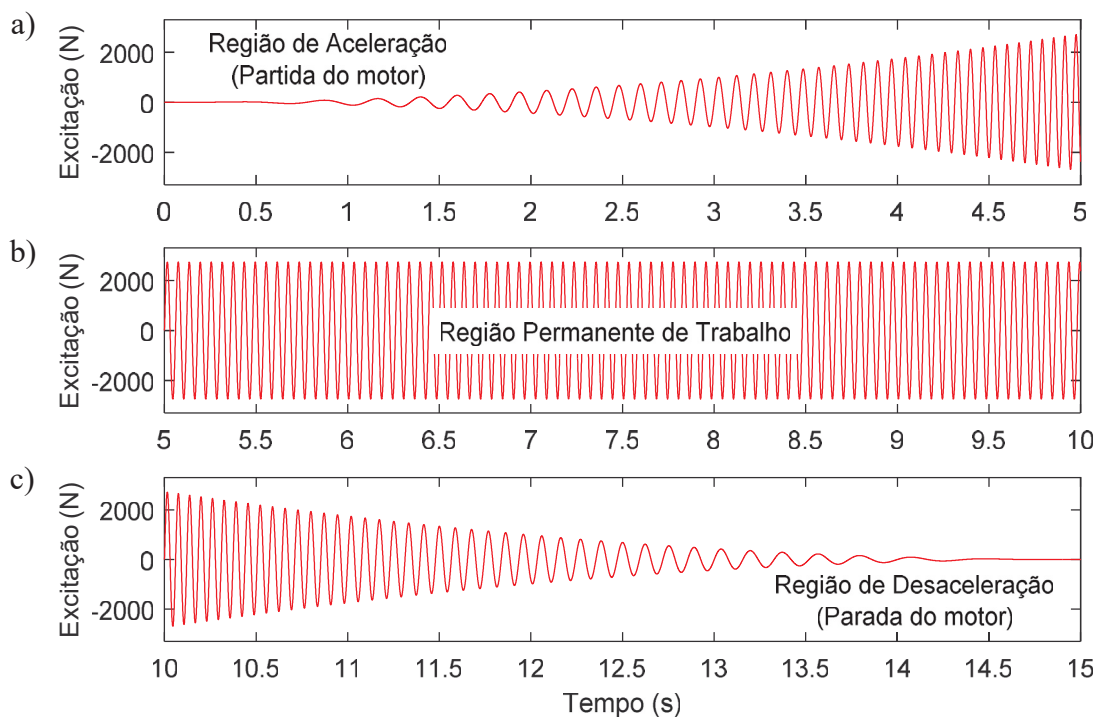
$$x(t) = m_0 e [2\pi f_2]^2 \operatorname{sen}[2\pi f_2 t] \quad \text{e} \quad (103b)$$

$$x(t) = m_0 e [2\pi(f_2 - st)]^2 \operatorname{sen} \left[2\pi \left(f_2 t - \frac{st^2}{2} \right) \right]. \quad (103c)$$

Nas ações de simulação, serão considerados valores das equações acima em intervalos uniformes de tempo Δt , intervalo de amostragem, iguais a 0,005 s.

A Figura 33 ilustra graficamente a excitação $x(t)$, descrita pelas equações 103, com $f_2 = 1000 \text{ rpm}$, durante as distintas fases de operação do motor, quais sejam: (a) partida, (b) regime de trabalho e (c) parada.

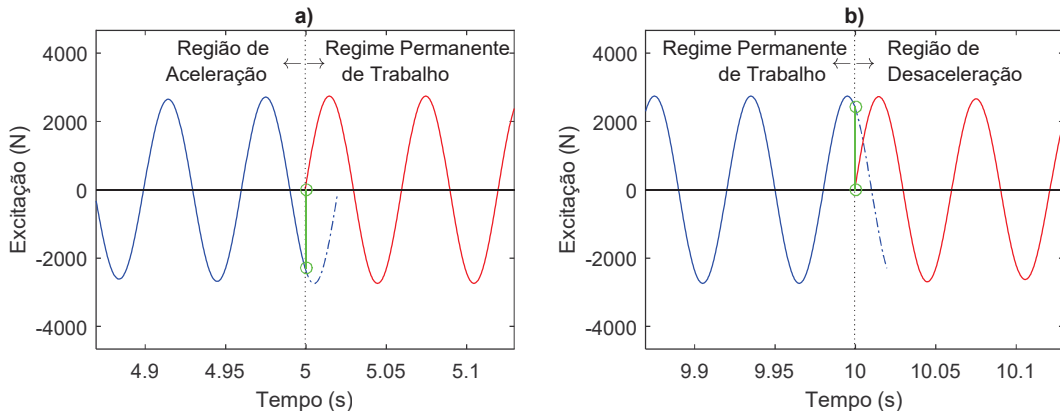
FIGURA 33 – EXCITAÇÃO DURANTE A OPERAÇÃO DO MOTOR, NAS FASES DE: (a) PARTIDA (ACELERAÇÃO); (b) REGIME DE TRABALHO (CONSTANTE); (c) PARADA (DESACELERAÇÃO).



Burrows et al. (1994) descrevem que a utilização das equações (100) e (103), por si só, não garante que a fase na transição entre os regimes de operação seja a mesma. Desta forma, o tamanho de T_s , intervalo de tempo num dado estágio de operação, por exemplo, tempo de aceleração ou desaceleração, deve ser modificado de tal modo que haja coincidência de fase.

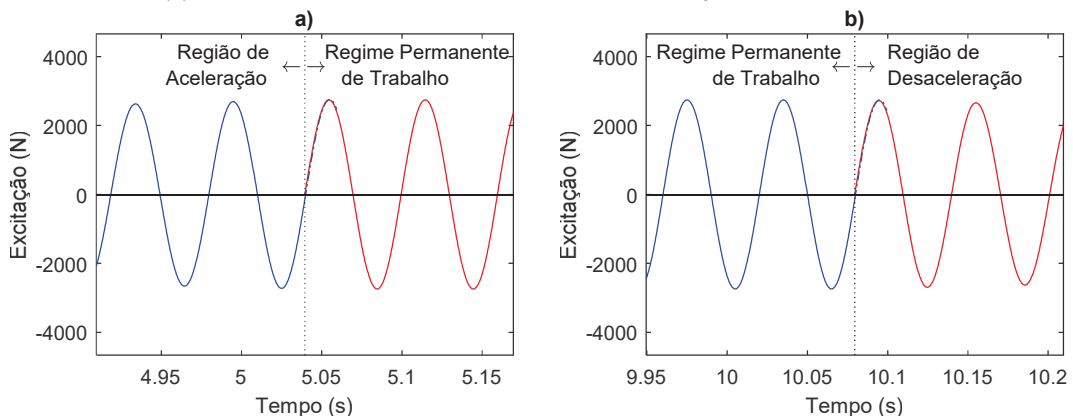
A Figura 34a mostra o ponto de transição entre o regime de partida e o regime de trabalho, utilizando uma rampa de aceleração com $T_s = 5s$. A Figura 34b mostra o ponto de transição do regime de trabalho e o regime de desaceleração, também com duração $T_s = 5s$. Nos dois gráficos, foi aplicada a frequência de trabalho $f_{Tr} = 1000Hz$.

FIGURA 34 - DESCONTINUIDADE NA TRANSIÇÃO ENTRE REGIÕES DISTINTAS DE OPERAÇÃO: (a) ACELERAÇÃO E REGIME DE TRABALHO; (b) REGIME DE TRABALHO E DESACELERAÇÃO.



O modelo matemático utilizado na simulação pode, então, introduzir descontinuidades de transição, ocasionando transitórios de vibrações que não condizem com a realidade. Corrigindo para o tempo $T_s = 5,04s$, mostra-se na Figura 35 como ficam as transições, sendo: a) para o ponto entre região de aceleração e regime de trabalho e b) para o ponto entre regime de trabalho e região de desaceleração.

FIGURA 35 - CURVAS COM AJUSTE DO TEMPO PARA TRANSIÇÃO ENTRE REGIÕES DISTINTAS DE OPERAÇÃO: (a) ACELERAÇÃO E REGIME DE TRABALHO; (b) REGIME DE TRABALHO E DESACELERAÇÃO.



As regiões de aceleração e desaceleração possuem variações da frequência e amplitude, as quais não são percebidas nas Figuras 34 e 35 em função da escala do tempo puntual em torno da transição entre regiões distintas de operação do motor, onde se deseja destacar o problema de fases na transição. As variações da frequência e amplitude para a aceleração e desaceleração podem ser observadas na Figura 33, bem como a condição de frequência e amplitudes constantes na região de trabalho do motor.

4.4 PARÂMETROS DO CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO

Os coeficientes do filtro adaptativo são obtidos durante a simulação. No entanto, o coeficiente de adaptação pode ser estimado com base nas características da excitação e nas equações descritas na seção 3.2.

Sabe-se que, para garantia de estabilidade, deve ser atendida a equação (83), onde $\mu < \frac{1}{NP_x}$, sendo os parâmetros N e P_x o número de coeficientes do filtro, que deve ser estimado pelo projetista, e potência média quadrática do sinal de entrada, dada pela equação (82). Como o sinal na região de trabalho possui frequência fixa f_{Tr} e amplitude constante, uma estimativa conservadora pode ser obtida pelo quadrado da amplitude do sinal de entrada. Desta forma, tem-se:

$$\hat{P}_x = [X]^2 . \quad (104)$$

A amplitude do sinal de entrada em função da frequência de trabalho pode ser calculada a partir da equação (103b). Assim, tem-se:

$$X_{f_{Tr}} = m_0 e(2\pi f)^2 , \quad \text{resultando em:}$$

$$X_{1000} = 2742N; \quad X_{1500} = 6169N; \quad X_{2000} = 10966N , \quad (105)$$

lembrando que a unidade da frequência aplicada na equação em questão é o Hz (hertz).

Coan Jr. (2005), através de experimentos encontrou valores adequados para o número de coeficientes entre 300 e 500, dependendo da frequência, mas analisou valores de 2 até 1000. Marra (2007) encontrou valores adequados de 500 coeficientes para o controle ativo sem demanda adaptativa, ou seja, com temperatura constante, e 300 coeficientes para aplicação sob variação de temperatura na faixa de 5 à 35°C. Sendo assim, adota-se inicialmente o número de 300 coeficientes.

Definidos $N = 300$ as amplitudes máximas do sinal de entrada, dadas na equação (105), é aplicada a condição da equação (83) para definir o valor inicial de μ , qual seja:

$$\mu_{f_{Tr}} = \frac{1}{N\hat{P}_x} = \frac{1}{N(X_{f_{Tr}})^2} , \quad \text{resultando em:}$$

$$\mu_{1000} = 4,4 \cdot 10^{-10}; \quad \mu_{1500} = 8,8 \cdot 10^{-11}; \quad \mu_{2000} = 2,8 \cdot 10^{-11} . \quad (106)$$

A busca inicial dos parâmetros do algoritmo LMS normalizado, será dada pelas informações entre as (90) e (91) e as características da aplicação prática. Desta forma os parâmetros iniciais adotados ao algoritmo NLMS são $\bar{\mu} = 1$ e $\psi = 0,01$.

Já a semelhança das equações (79) e (94), que determinam os coeficientes para os algoritmos LMS e *leaky* LMS, cuja diferença está apenas no fator de perdas quando diferente do valor unitário ou no fator de ponderação não nulo. Desta forma, será adotado um valor pequeno para o fator de ponderação, tal que o fator de perdas seja próximo ao valor unitário. Os valores adotados são $\gamma = 0,1$, fator de ponderação, e $\nu = 0,9999999999$, para $f_{Tr} = 1000 \text{ rpm}$.

5 RESULTADOS E ANÁLISE

As condições de funcionamento do motor, quais sejam, regime de partida, regime permanente de trabalho e regime de parada, são designados por fase 1, fase 2 e fase 3, respectivamente. O ciclo do motor, inicialmente parado, é dado pela sequência fase 1, fase 2 e fase 3, com retorno à condição inicial parado. É definido um intervalo $T_s = 5,04s$ para cada fase e adicionado um intervalo próximo a 5s antes de se iniciar um outro ciclo.

A vibração mecânica decorrente de excitação harmônica, em presença de amortecimento, pode ser decomposta nas componentes permanente e transitória. A fase 2 opera com frequência constante e a componente transitória da vibração, no pior caso, desaparece num tempo menor que a metade do intervalo de operação dessa. Ao final da fase 3, com excitação nula, o sistema continua vibrando, no que é conhecido como vibração livre amortecida, de caráter transitório. Para tanto, é contemplado um certo intervalo, denominado por tempo (ou intervalo) de repouso, onde a vibração já pode ser considerada como desprezível a partir da metade deste intervalo. Nas fases 1 e 3, as frequências de excitação estão continuamente mudando de valor, por isso não se estuda a componente transitória de vibração de forma separada.

O sistema desenvolvido é representado pelo diagrama de blocos da Figura 10, ou, em versão simplificada, pela Figura 21. Os elementos a serem identificados e analisados são a excitação, a resposta do sistema, o sinal do controle ativo/adaptativo e o sinal de erro. As curvas são sobrepostas para facilitar a visualização, interpretação e análise destas funções.

A excitação $x(n)$, representada nos gráficos pela cor vermelha, é uma grandeza física de força e sua unidade é o newton (N). Para mostrar sua curva no mesmo gráfico, junto a outras grandezas, foi necessário um fator redutor. Assim, os valores associados, quando lidos no gráfico, devem ser multiplicados por 500 para obtenção do valor real da excitação.

A resposta do sistema $d(n)$ é dada pelo deslocamento (vibração) do motor em decorrência da excitação. Essa resposta é representada nos gráficos pela cor azul e cuja unidade adotada é o milímetro (mm). Esta grandeza pode representar apenas o sistema primário, sem o controle passivo, bem como o sistema composto, associação do primário com o neutralizador, visto que esse dispositivo é físico e, para efetivamente atuar no controle, deve ser incorporado ao sistema primário. Desta forma, não existe possibilidade de adotar na simulação, uma cor no gráfico que diferencie estas duas condições de operação.

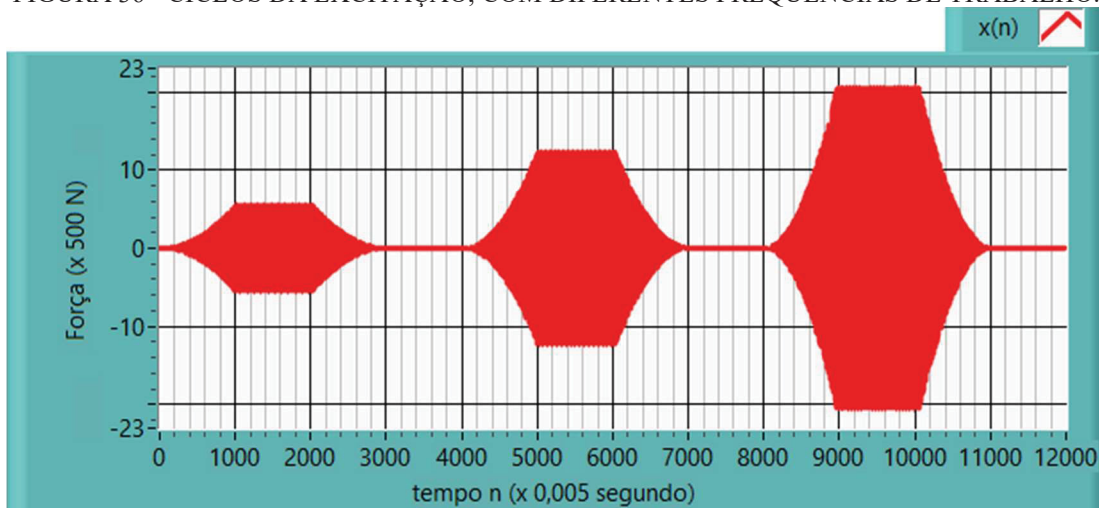
Outra observação importante é que, na ausência do controle ativo, $y(n) = 0$, os sinais da resposta do sistema e do erro são iguais. Em decorrência da sobreposição das funções no gráfico, fica visível apenas o sinal de erro.

O sinal de controle ativo/adaptativo $y(n)$, definida pela ação do atuador, possui a mesma unidade da função resposta do sistema, ou seja, em milímetros (mm). Quando apresentado nos gráficos, será indicado na cor verde. De toda forma, sua magnitude pode ser aquilutada através da diferença entre os sinais de resposta e erro.

O sinal de erro $e(n)$, dado pela equação 54, tem o milímetro (mm) como unidade de sua grandeza. A cor amarela será adotada nos gráficos para a visualização desse sinal.

Decorrente da sobreposição das curvas, o sinal de excitação fica atrás, sobreposto pelo sinal de controle ativo/adaptativo, que é seguido pelo sinal de resposta do sistema. Ficando sobreposto a todas as curvas, fica o sinal de erro. Ao apresentar diversas curvas sobrepostas, o sinal de excitação pode passar uma falsa impressão de que sua curva, nas regiões de aceleração e desaceleração, apresenta variação linear de amplitude. Dessa forma, é importante mostrar que a curva da excitação, apresenta variação quadrática da amplitude. A Figura 36 apresenta apenas a curva de excitação para ciclos de operação com frequências de trabalho em 1000, 1500 e 2000 rpm, nesta ordem, respectivamente. A curva com frequência de trabalho em 1000 rpm, é apresentada com maiores destaques na Figura 33.

FIGURA 36 - CICLOS DA EXCITAÇÃO, COM DIFERENTES FREQUÊNCIAS DE TRABALHO.



5.1 ANÁLISE DO CICLO COM DIFERENTES FREQUÊNCIAS DE TRABALHO

Nesta seção, é avaliado o comportamento do sistema, sem e com controle passivo, excitado em diferentes frequências de trabalho (f_{Tr}). Os ciclos correspondente às frequências f_{Tr} de 1000, 1500 e 2000 rpm, sem aplicação de controle, são apresentados na Figura 37, enquanto os associados ao sistema com aplicação do controle passivo são mostrados na Figura 38.

FIGURA 37 - CICLOS DE OPERAÇÃO DO MOTOR NAS FREQUÊNCIAS DE TRABALHO DE 1000, 1500 E 2000 rpm (APLICADAS NESTA ORDEM). SISTEMA SEM CONTROLE.

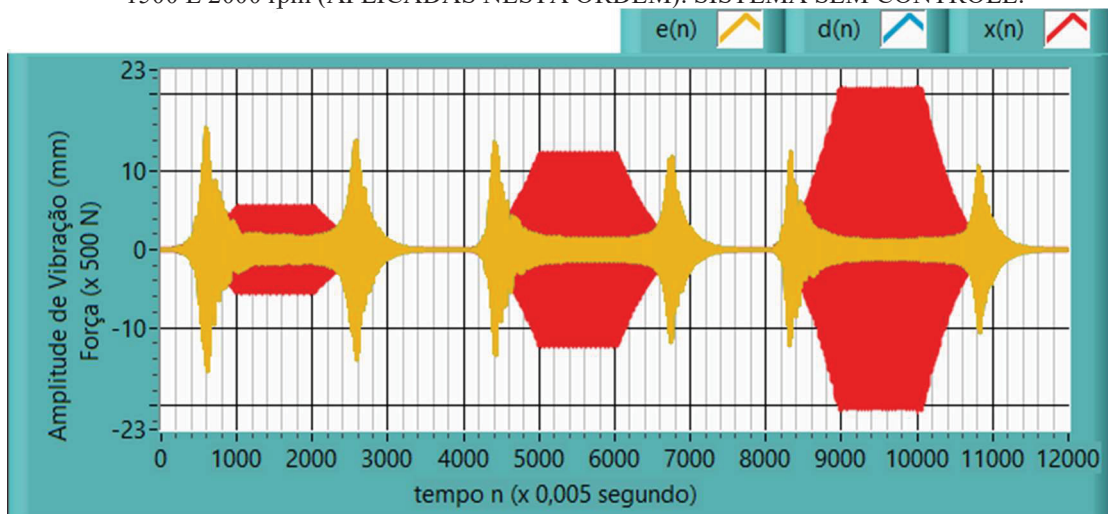
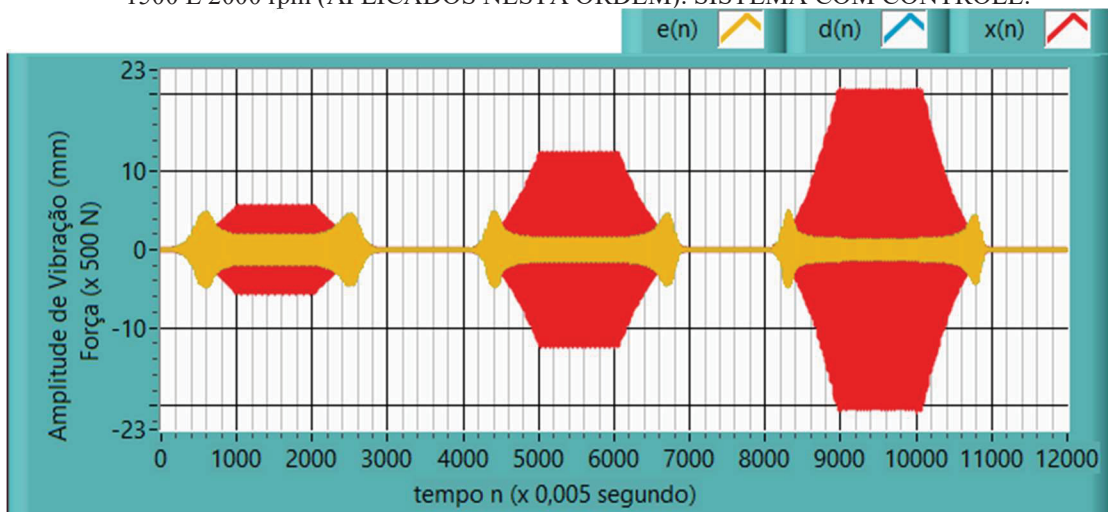


FIGURA 38 - CICLOS DE OPERAÇÃO DO MOTOR NAS FREQUÊNCIAS DE TRABALHO DE 1000, 1500 E 2000 rpm (APLICADOS NESTA ORDEM). SISTEMA COM CONTROLE.



A fase 2 apresenta a maior amplitude de excitação, como se poderia antecipar pelas equações correspondentes (103) e (105). Mesmo assim, as fases 1 e 3 apresentam as maiores amplitudes de vibração. Isto pode ser explicado pela passagem da excitação pela região da

frequência de ressonância do sistema, onde realmente ocorrem as maiores amplitudes de resposta. As frequências que merecem destaque são:

$$\Omega_{np} = \sqrt{\frac{k}{m}} = 54,13 \frac{rad}{s} \quad \text{ou} \quad f_{np} = 516,9 \text{ rpm} ; \quad (107a)$$

$$\Omega_{rp} = \Omega_{np} \sqrt{1 - 2\zeta^2} = 54,11 \frac{rad}{s} \quad \text{ou} \quad f_{rp} = 516,7 \text{ rpm} ; \quad (107b)$$

$$\Omega_{SC}(T = 298K) = 51,31 \frac{rad}{s} \quad \text{ou} \quad f_{SC} = 490,0 \text{ rpm} . \quad (107c)$$

onde, Ω_{np} e Ω_{rp} são as frequências natural e de ressonância do sistema primário, obtidas com os dados fornecidos pela equação (9), e Ω_{SC} é a frequência com valor máximo do módulo da FRF do sistema composto (ver figuras 31 e 32), na temperatura de 298K. Nota-se que as frequências Ω_{np} e Ω_{rp} são próximas.

A frequência Ω_{SC} pode ser calculada por derivação aplicada à equação (42) ou obtida diretamente do gráfico. Lembra-se que a frequência natural do neutralizador depende da temperatura, bem como a frequência Ω_{SC} do sistema composto.

Também é retirada da análise das Figuras 37 e 38 a observação de que a maior amplitude de vibração na fase 2, para todos os ciclos, é a correspondente à menor frequência de trabalho. Da mesma forma, isso se deve à proximidade da região de ressonância.

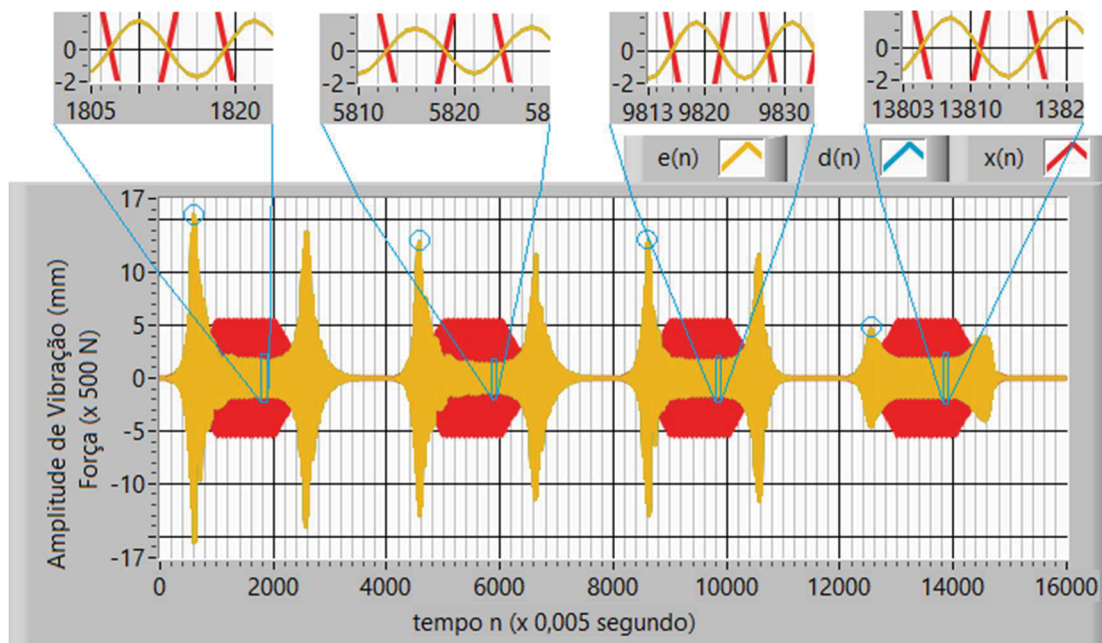
Comparando as Figuras 37 e 38, sem e com controle passivo, para os ciclos de mesma frequência f_{Tr} , percebe-se uma redução significativa nas fases 1 e 3, em decorrência da ação de controle. No entanto, não há reduções dignas de nota na fase 2. Para explicar este fenômeno, faz-se uso da Figura 32, onde se nota uma apreciável atenuação na região ao redor a frequência natural. O mesmo não ocorre nas demais frequências, ou seja, para frequências da ordem de 1000 rpm ou superiores, não há atenuações significativas, estando as curvas praticamente sobrepostas.

Com o exposto nesta seção, pode ser concluído que o pior caso, sem e com neutralizador, é observado para excitações cuja frequência de trabalho se encontra em 1000 rpm. Deste modo, esta frequência será objeto de investigação, com maiores detalhes, nas seções seguintes.

5.2 ANÁLISE DO CONTROLE PASSIVO

A Figura 39 mostra quatro ciclos com a mesma excitação, sendo o primeiro sem ação de controle, e nos demais sistema composto com controle passivo. No segundo e no terceiro ciclos, o neutralizador viscoelástico atua dessintonizado, em temperaturas nos extremos, a saber, 253K e 330K, respectivamente. Já no quarto ciclo, o neutralizador opera sintonizado na temperatura de 298K.

FIGURA 39 - CICLOS DE OPERAÇÃO DO MOTOR COMPARANDO A RESPOSTA DO SISTEMA SEM CONTROLE, COM CONTROLE DESSINTONIZADO NAS TEMPERATURAS DE 253K E 330K, E COM CONTROLE SINTONIZADO NA TEMPERATURA DE 298K.

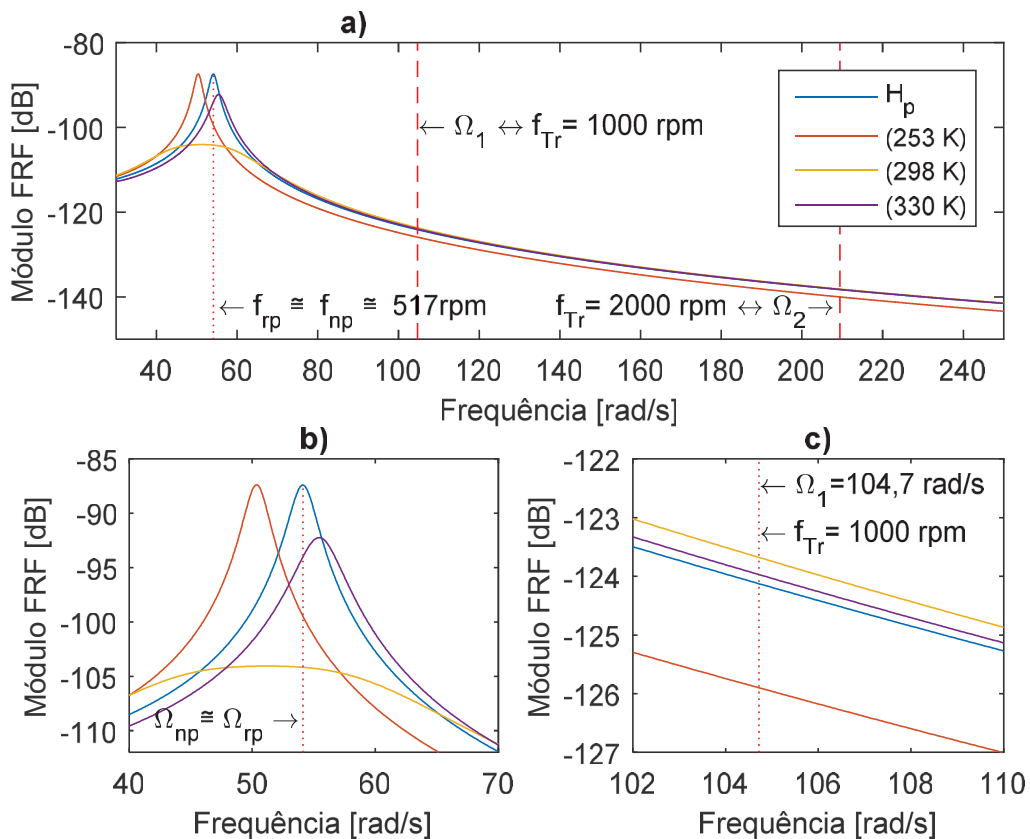


Nesta mesma Figura, coloca-se com destaque circular o pico máximo de vibração em cada ciclo, que ocorre sempre na fase 1. No segundo e no terceiro ciclos, são observadas pequenas reduções, não expressivas, da ordem de 17%, passando de 15,6 para 12,8 e 13,1 mm no pico, em decorrência da ação de controle dessintonizada nos piores casos, onde as temperaturas são colocadas nos limites inferior (253K) e superior (330K). Quando comparadas às respostas do sistema sem controle e com controle passivo na temperatura de projeto $T_{amb} = 298K$, a redução é significativa, passando de 15,6 para 4,78 mm, ou seja, uma redução da ordem de 70%. Isto mostra que a eficácia do neutralizador, na região da frequência natural, é ótima na temperatura sintonizada e vai caindo ao se distanciar desta temperatura. Os

valores foram obtidos diretamente dos gráficos, com ampliação dos pontos desejados para medição.

Este fenômeno também é ilustrado pelo módulo da FRF na Figura 40 e, em detalhe, na Figura 40b, onde, na frequência natural do sistema primário, é observada uma atenuação de 16,8dB entre as respostas do sistema primário e do sistema composto sintonizado na temperatura ambiente. Ainda nesta figura, poderia se supor a inexistência de atenuação entre o sistema primário e sistema composto na temperatura de 253K. No entanto, a amplitude da excitação é proporcional ao quadrado da frequência e o ponto de máximo do sistema primário foi deslocado de $\Omega_{rp} = 54,12\text{Hz}$ para o ponto de máximo do sistema composto $\Omega_{SC}(T = 253\text{K}) = 50,33\text{Hz}$. Assim sendo, nesta transição, existe uma redução de amplitude da força aplicada, causando a atenuação.

FIGURA 40 - MÓDULO DAS FRFS DO SISTEMA PRIMÁRIO E DO SISTEMA COMPOSTO OPERANDO NAS TEMPERATURAS INDICADAS: (a) GRÁFICO AMPLO; (b) DETALHE NA REGIÃO DA FREQUÊNCIA NATURAL; (c) DETALHE NA FREQUÊNCIA DE TRABALHO DE 1000 rpm.



Os detalhes da vibração na fase 2 com frequência de operação de 1000 rpm, mostrados em destaque na Figura 39, demonstram pouca ou nenhuma redução, sendo 1,75;

1,42; 1,73 e 1,78 mm os valores de pico medidos nestas regiões. Há uma redução de 19% para o neutralizador dessintonizado em $T = 253K$ e um acréscimo de 3% na temperatura ambiente. Este fato pode ser observado nas curvas de módulo da FRF da Figura 40, em especial na Figura 40c, onde a curva do sistema composto operando na temperatura de 253K encontra-se abaixo da curva do sistema primário, indicando uma atenuação de 1,8dB, enquanto que para o sistema composto na temperatura ambiente há um acréscimo de 0,4dB.

Deste modo, conclui-se que a atuação do neutralizador é bem eficaz quando se opera na região da frequência natural e com temperaturas próximas a de projeto (298K). A região da frequência natural se apresenta durante os processos de partida e parada do motor. Estas características obedecem as determinações do objetivo proposto no projeto do neutralizador.

5.3 ANÁLISE DO CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO

Nesta seção, é feito um estudo do erro resultante para o sistema primário com aplicação do controle ativo/adaptativo, utilizando os algoritmos LMS, NLMS (LMS normalizado) e *leaky* LMS, sempre nesta ordem. Nos gráficos, serão visualizadas as grandezas de excitação (vermelha), resposta (azul) e o erro (amarelo).

O controle ativo/adaptativo tem seus coeficientes zerados antes do início de um novo ciclo, para garantir a igualdade de simulação entre os diferentes algoritmos adotados. O intervalo de repouso entre os ciclos será aumentado para valor próximo a 10 segundos, de modo a evitar que resíduos de vibração do ciclo anterior possam interferir no resultado do ciclo seguinte.

Estudos preliminares foram executados para encontrar valores adequados à estabilidade, a uma padronização nos parâmetros, e que possibilitassem uma boa atuação do controle ativo/adaptativo. Para a frequência de trabalho de 1000rpm são descritos na tabela 2 estes parâmetros, que foram aplicados nas simulações.

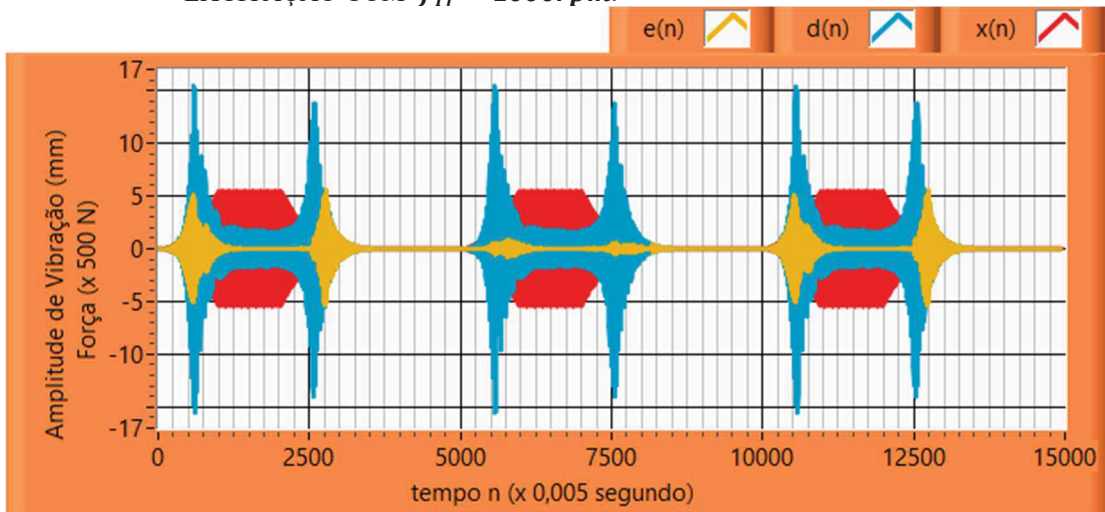
TABELA 2 - PARÂMETROS DOS ALGORITMOS DE CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO

LMS	NLMS	<i>Leaky</i> LMS
$N = 180$	$N = 180$	$N = 180$
$\mu = 1 \cdot 10^{-9}$	$\bar{\mu} = 1,1$	$\mu = 1 \cdot 10^{-9}$
	$\psi = 0,01$	$\lambda = 0,1$
		$v = 0,9999999998$

Valores de $\mu = 1,5 \cdot 10^{-9}$ e $N = 80$ podem ser aplicados no algoritmo LMS com garantia da estabilidade, redução na amplitude de vibração, mas aumento do tempo de convergência da correção do erro, o que justifica a equalização dos parâmetros adotados, repostos acima.

A Figura 41 mostra a atuação do controle ativo implementado com os algoritmos LMS, NLMS e *leaky* LMS, nesta ordem. O desempenho de cada algoritmo pode ser observado pela resposta do sistema primário (em azul). Em todos os casos, há atenuações significativas das vibrações, sendo o NLMS aquele com melhor desempenho e sem distinção apreciável entre o LMS e o *leaky* LMS.

FIGURA 41 - RESPOSTA DO SISTEMA PRIMÁRIO SOB AÇÃO DO CONTROLE ATIVO, IMPLEMENTADO COM OS ALGORITMOS LMS, NLMS E *LEAKY* LMS, PARA EXCITAÇÃO COM $f_{Tr} = 1000rpm$.



A tabela 3 mostra os valores máximos medidos (em mm) para cada fase e os resultados da redução produzida pela ação do controle ativo (em mm e percentual). Na fase 2, o valor medido é recolhido na região em que não há mais componente de vibração transitória.

TABELA 3 - REDUÇÃO DE VIBRAÇÃO PRODUZIDA PELA AÇÃO DO CONTROLE ATIVO PARA $f_{Tr} = 1000rpm$.

	Fase 1		Fase 2		Fase 3	
Sistema Primário	d(n)=15,6		d(n)=1,75		d(n)=13,9	
LMS	e(n)=5,10	red=10,5 r=67%	e(n)=0,040	red=1,71 r=98%	e(n)=5,57	red=8,33 r=60%
NLMS	e(n)=0,887	red=14,7 r=94%	e(n)=0,040	red=1,71 r=98%	e(n)=0,633	red=13,3 r=95%
Leaky LMS	e(n)=5,10	red=10,5 r=67%	e(n)=0,040	red=1,71 r=98%	e(n)=5,57	red=8,33 r=60%

De forma análoga à resposta, as Tabelas 4 e 5, bem como a Figura 42, referem-se a uma frequência de trabalho de 1500rpm.

TABELA 4 - PARÂMETROS DOS ALGORITMOS DE CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO.

LMS	NLMS	Leaky LMS
$N = 80$	$N = 80$	$N = 80$
$\mu = 5 \cdot 10^{-10}$	$\bar{\mu} = 1,1$	$\mu = 5 \cdot 10^{-10}$
	$\psi = 0,01$	$\lambda = 0,1$
		$\nu = 0,9999999999$

FIGURA 42 - RESPOSTA DO SISTEMA PRIMÁRIO SOB AÇÃO DO CONTROLE ATIVO, IMPLEMENTADO COM OS ALGORITMOS LMS, NLMS E LEAKY LMS, PARA EXCITAÇÃO COM $f_{Tr} = 1500rpm$.

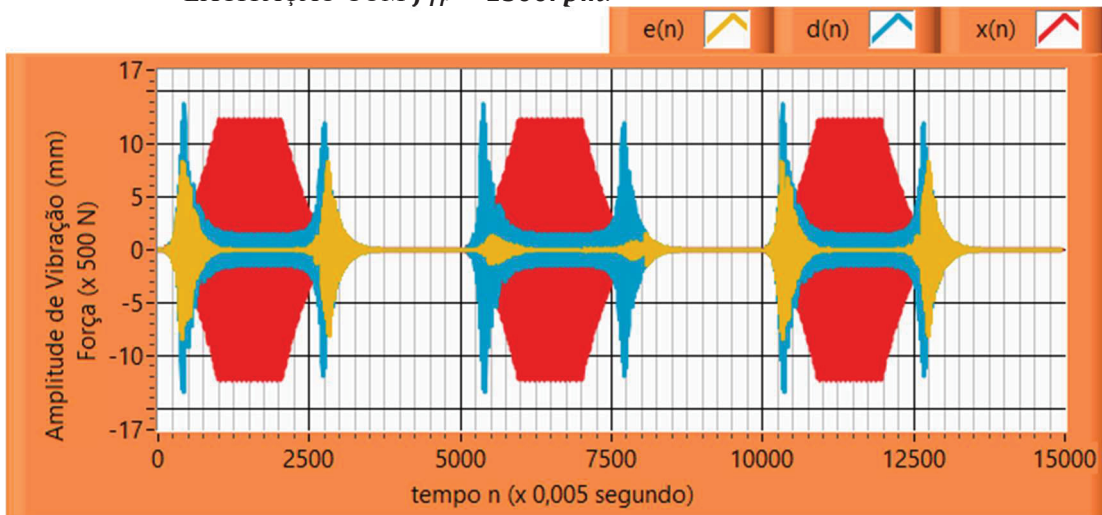


TABELA 5 - REDUÇÃO DE VIBRAÇÃO PRODUZIDA PELA AÇÃO DO CONTROLE ATIVO PARA $f_{Tr} = 1500rpm$.

	Fase 1		Fase 2		Fase 3	
Sistema Primário	d(n)=15,6		d(n)=1,75		d(n)=13,9	
LMS	e(n)=8,30	red=7,3 r=47%	e(n)=0,014	red=1,74 r=99%	e(n)=8,32	red=5,58 r=40%
NLMS	e(n)=1,41	red=14,2 r=91%	e(n)=0,017	red=1,73 r=99%	e(n)=1,55	red=12,4 r=89%
Leaky LMS	e(n)=8,30	red=7,3 r=47%	e(n)=0,014	red=1,74 r=99%	e(n)=8,32	red=5,58 r=40%

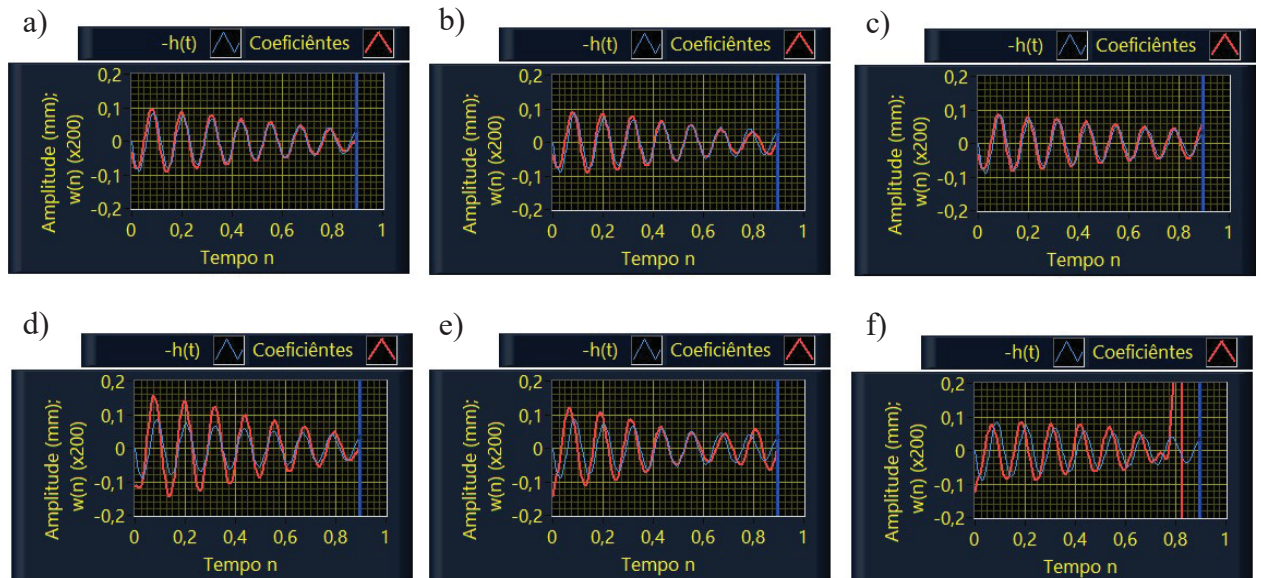
O controle ativo mostrou-se eficiente no controle da vibração, principalmente na região em que a frequência é estável, fase 2. A atuação dos algoritmos LMS e leaky LMS nas fases 1 e 3, apesar de significativa, apresenta menor desempenho que o algoritmo NLMS. O algoritmo LMS normalizado, com excelente eficiência em todas as fases do sistema,

observou-se, na Figura 43, que este algoritmo apresenta uma inconsistência na fase de repouso, ou seja, após o ciclo concluído, em que alguns dos seus coeficientes aumentam abruptamente de valor numa tendência de perda da estabilidade.

O fator de adaptação, responsável parcialmente em definir os coeficientes do filtro, depende do inverso da potência média da excitação. Para os algoritmos LMS e *leaky* LMS, o fator de adaptação tem valor fixo e definido pela potência média tomada na fase 2, conforme a restrição descrita pela equação (83). Já para o algoritmo LMS normalizado, o fator de adaptação é variável e depende do inverso da potência média das últimas N (número de coeficientes) excitações. Uma condição indesejada é percebida após a fase 3, na região de repouso, onde a excitação é nula mas ainda existe erro no sinal de resposta. Nesta região, a potência média tende à zero (excitação nula) fazendo crescer rapidamente o fator de adaptação. Este, por sua vez, faz a “explosão” (aumento exageradamente grande) no valor para alguns dos coeficientes do filtro. Esse fenômeno não cria instabilidade do sistema dentro do primeiro ciclo, visto que a excitação é nula na fase de repouso. No entanto, deve-se ter o cuidado em zerar os coeficientes do filtro ativo/adaptativo antes de iniciar o próximo ciclo, do contrário, o algoritmo pode não mais convergir, criando instabilidade no sistema. O fator ψ responsável em restringir o crescimento do fator de adaptação, quando aplicado valores superiores a $\psi > 1.10^5$ garantiu a estabilidade do algoritmo NLMS com ciclos sucessivos sem a necessidade em zerar os coeficientes, e sem grandes perdas aparente no desempenho do filtro. No entanto, esta análise não foi conclusiva, visto que algumas vezes, existia uma pré disposição do crescimento dos coeficientes nos ciclos sucessivos.

A Figura 43 mostra o valor dos coeficientes do filtro ativo/adaptativo com os algoritmos LMS (a, b, c) e NLMS (d, e, f) dividido pelo período de amostragem (intervalo entre dois instantes de tempo sucessivos) $\Delta t = 5 \text{ ms} = 1/200 \text{ s}$, comparado ao negativo da função resposta ao impulso no tempo. Essas curvas foram obtidas nos instantes $n = 1600; 2600; 3600$ (8; 13; 18 em s), pontos intermediários às fases 2 e 3, e região de repouso, respectivamente.

FIGURA 43 - VALORES DOS COEFICIENTES DO FILTRO MULTIPLICADOS POR $\frac{1}{\Delta t} = 200$ (VM), E O NEGATIVO DA FRI $-h(t)$ (AZ), PARA OS INSTANTES $n = 1600, 2600$ e 3600 , COM OS ALGORITMOS LMS (a, b, c) E NLMS (d, e, f), RESPECTIVAMENTE.



Para finalizar esta seção, pode-se dizer que o controle ativo/adaptativo tem ampla ação na fase 2 e significativa participação nas fases 1 e 3, com os algoritmos LMS e *leaky* LMS. Já o algoritmo LMS normalizado (NLMS) tem ampla ação em todas as fases, apresentando melhor desempenho em todas as características de operação, sendo necessário compulsoriamente, para este algoritmo, zerar os coeficientes a cada ciclo operacional. A estabilidade foi constatada através de centenas de simulações sem que em nenhuma delas tenha ocorrido sua perda, para todos os algoritmos analisados, desde que observados os parâmetros de adaptabilidade preestabelecidos. Sendo assim, em se tratando do melhor desempenho, o algoritmo LMS normalizado apresenta maior eficiência em toda a extensão no funcionamento do controle ativo/adaptativo.

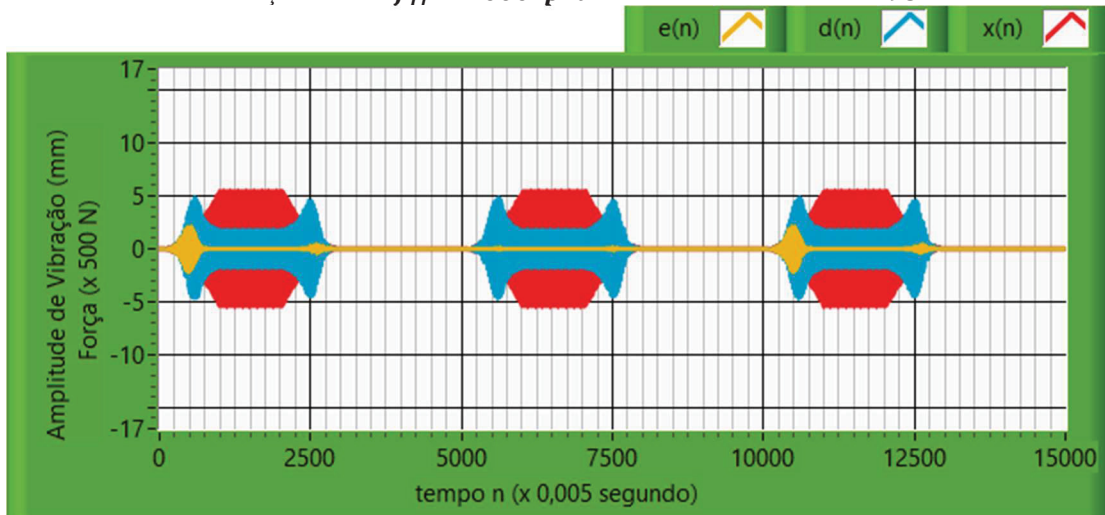
5.4 ANÁLISE DO CONTROLE HÍBRIDO

Nesta seção é feita a análise do erro contemplando o sistema composto (primário e neutralizador) associado ao controle ativo/adaptativo, implementado com os algoritmos LMS, NLMS (LMS normalizado) e *leaky* LMS, sempre nesta ordem. Também é feita a análise com a variação da temperatura. As funções de excitação (vermelha), resposta do sistema composto

(neutralizador agregado ao sistema primário) (azul) e o erro (amarelo) são mostradas nos gráficos.

A Figura 44 ilustra as ações do sistema híbrido na temperatura de projeto.

FIGURA 44 - RESPOSTA DO SISTEMA COM CONTROLES PASSIVO E ATIVO/ADAPTATIVO, IMPLEMENTADO COM OS ALGORITMOS LMS, NLMS E *LEAKY* LMS, PARA EXCITAÇÃO COM $f_{Tr} = 1000rpm$ E TEMPERATURA $T = 298K$.



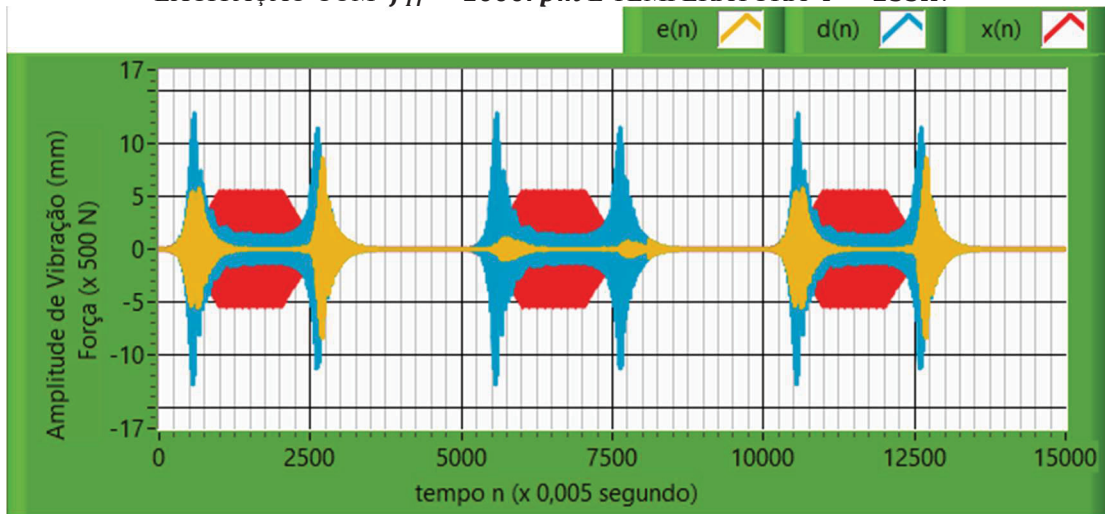
A Tabela 6 apresenta os valores medidos, mediante ampliação nos pontos de interesse da Figura 44.

TABELA 6 - REDUÇÃO DE VIBRAÇÃO PRODUZIDA PELA AÇÃO DO CONTROLE HÍBRIDO NA TEMPERATURA $T = 298K$.

	Fase 1		Fase 2		Fase 3	
Sistema Primário	d(n)=15,6		d(n)=1,75		d(n)=13,9	
LMS	e(n)=2,17	red=13,4 r=86%	e(n)<0,001	red=1,75 r=100%	e(n)=0,436	red=13,5 r=97%
NLMS	e(n)=0,126	red=15,5 r=99%	e(n)<0,001	red=1,75 r=100%	e(n)=0,184	red=13,7 r=99%
Leaky LMS	e(n)=2,17	red=13,4 r=86%	e(n)<0,001	red=1,75 r=100%	e(n)=0,436	red=13,5 r=97%

Já a Figura 45 mostra as ações do sistema híbrido na temperatura de $T = 253K$, ou seja, com neutralizador viscoelástico dessintonizado.

FIGURA 45 - RESPOSTA DO SISTEMA COM CONTROLES PASSIVO E ATIVO/ADAPTATIVO, IMPLEMENTADO COM OS ALGORITMOS LMS, NLMS E *LEAKY* LMS, PARA EXCITAÇÃO COM $f_{Tr} = 1000rpm$ E TEMPERATURA $T = 253K$.



A Tabela 7, por sua vez, contém os valores medidos com ampliação da Figura 45.

TABELA 7 - REDUÇÃO DE VIBRAÇÃO PRODUZIDA PELA AÇÃO DO CONTROLE HÍBRIDO OPERANDO NA TEMPERATURA DESSINTONIZADA $T = 253K$.

	Fase 1		Fase 2		Fase 3	
Sistema Primário	d(n)=15,6		d(n)=1,75		d(n)=13,9	
LMS	e(n)=5,04	red=10,6 r=68%	e(n)=0,036	red=1,71 r=98%	e(n)=4,87	red=9,03 r=65%
NLMS	e(n)=0,811	red=14,8 r=95%	e(n)=0,036	red=1,71 r=98%	e(n)=0,555	red=13,3 r=96%
Leaky LMS	e(n)=5,04	red=10,6 r=68%	e(n)=0,036	red=1,71 r=98%	e(n)=4,87	red=9,03 r=65%

Na Figura 46, são ilustradas as ações do sistema híbrido na temperatura de $T = 330K$, também com neutralizador dessintonizado.

FIGURA 46 - RESPOSTA DO SISTEMA COM CONTROLES PASSIVO E ATIVO/ADAPTATIVO, IMPLEMENTADO COM OS ALGORITMOS LMS, NLMS E *LEAKY* LMS, PARA EXCITAÇÃO COM $f_{Tr} = 1000rpm$ E TEMPERATURA $T = 330K$.

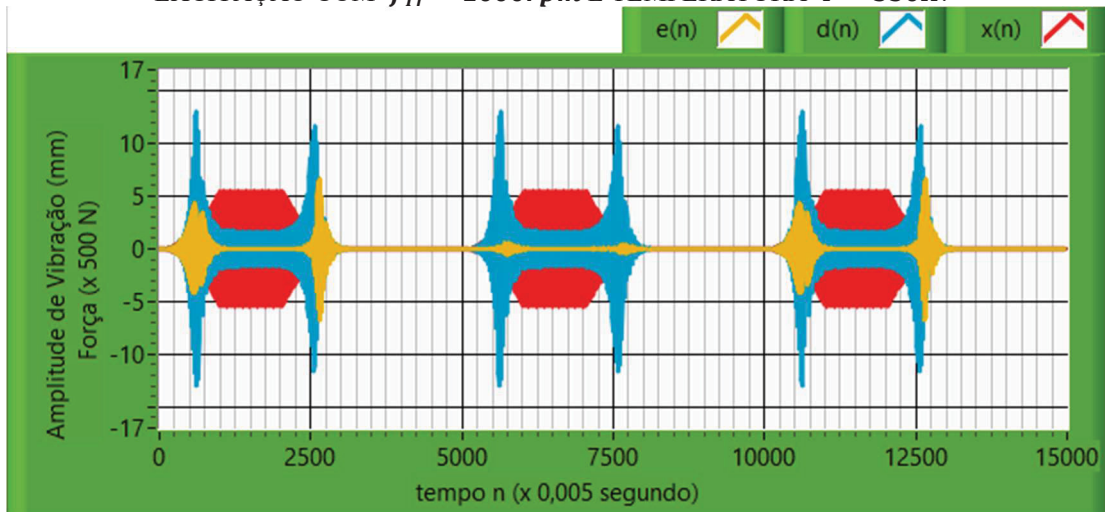


Tabela 8 traz os valores medidos com ampliação da Figura 46.

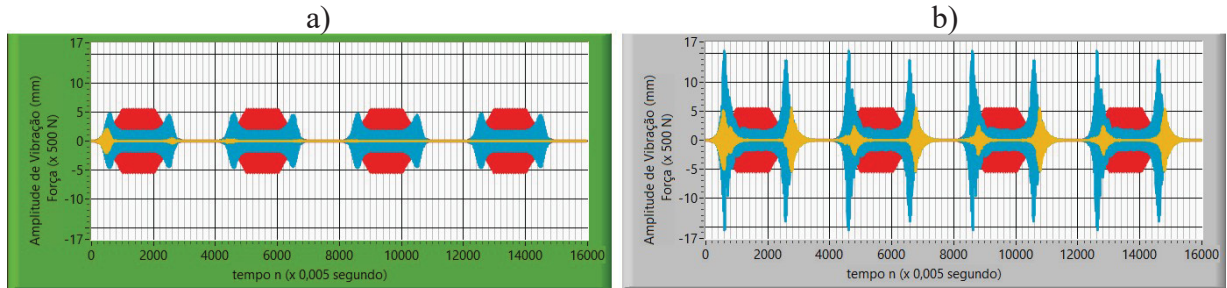
TABELA 8 - REDUÇÃO DE VIBRAÇÃO PRODUZIDA PELA AÇÃO DO CONTROLE HÍBRIDO OPERANDO NA TEMPERATURA DESSINTONIZADA $T = 330K$.

	Fase 1		Fase 2		Fase 3	
Sistema Primário	d(n)=15,6		d(n)=1,75		d(n)=13,9	
LMS	e(n)=4,06	red=11,5 r=74%	e(n)=0,001	red=1,71 r=98%	e(n)=2,46	red=11,4 r=82%
NLMS	e(n)=0,501	red=15,1 r=97%	e(n)=0,001	red=1,75 r=100%	e(n)=0,522	red=13,4 r=96%
Leaky LMS	e(n)=4,06	red=11,5 r=74%	e(n)=0,001	red=1,71 r=98%	e(n)=2,46	red=11,4 r=82%

Os algoritmos LMS e *leaky* LMS, quando aplicados em sucessivos ciclos sem que seus coeficientes fossem zerados, apresentaram melhora progressiva no desempenho. Com operação na temperatura de projeto (condição sintonizada), seu desempenho é significativo em todas as fases. Contudo, para as temperaturas extremas da faixa (condição dessintonizada), ou atuando sem o controle passivo, seu desempenho é apreciável apenas na fase 1.

A Figura 47 mostra múltiplos ciclos, sem que os coeficientes do filtro adaptativo sejam zerados, para o algoritmo LMS atuando com (a) controle híbrido sintonizado e com (b) controle ativo.

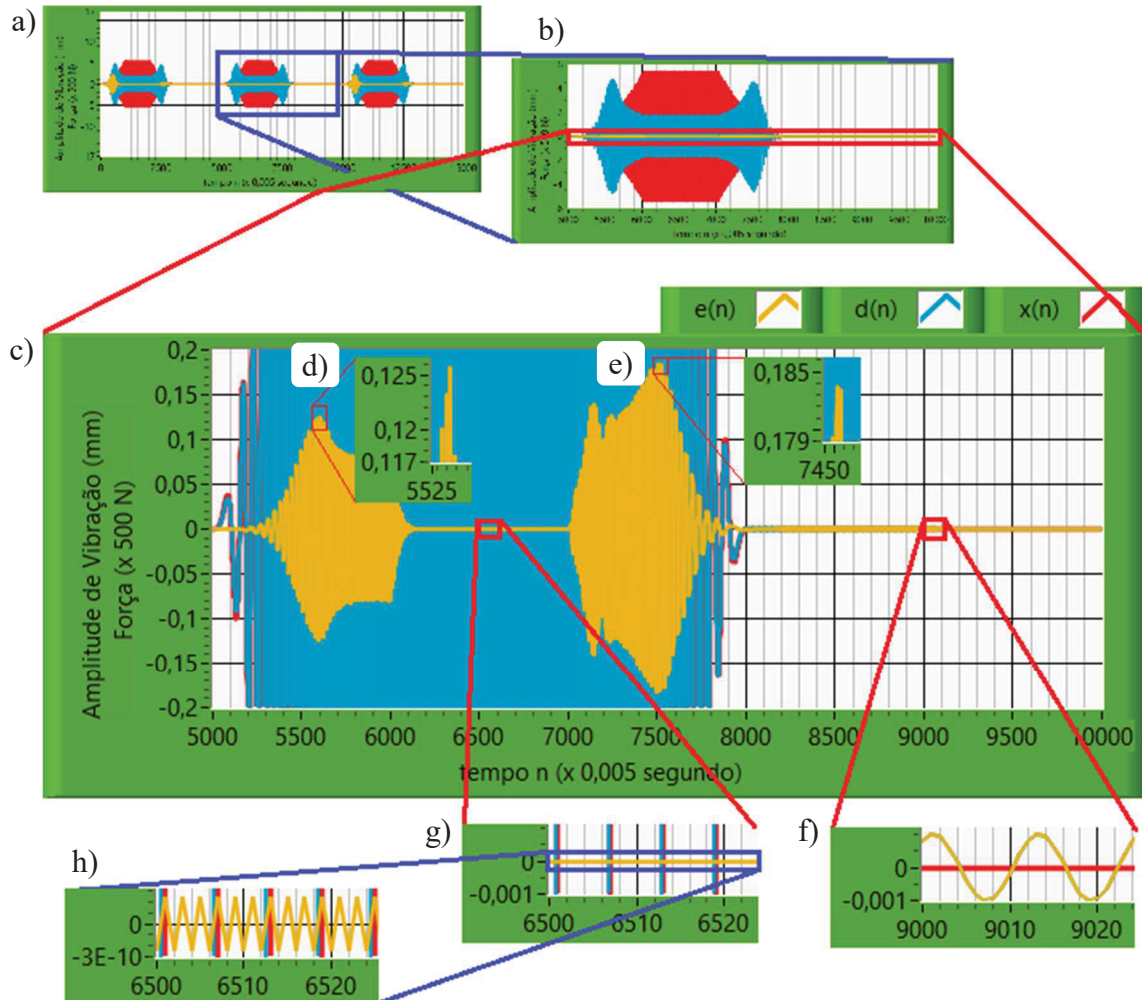
FIGURA 47 - ALGORITMO LMS COM MÚLTIPLOS CICLOS SEM ZERAR OS COEFICIENTES: (a) CONTROLE HÍBRIDO SINTONIZADO; (b) CONTROLE ATIVO.



Para o algoritmo NLMS, esta observação em ciclos sucessivos não pode ser realizada. Como já visto anteriormente, por questões de estabilidade, seus coeficientes são compulsoriamente zerados entre ciclos sucessivos.

O processo de ampliação para obtenção dos valores medidos pode ser exemplificado a partir da Figura 39, mostrada novamente na Figura 48a. A primeira ampliação é direcionada ao segundo ciclo (Figura 48b), enquanto a segunda ampliação evidencia a curva do sinal de erro (Figura 48 c). A partir desta, são feitas ampliações de pontos desejados, Figuras 48 'd', 'e', 'f', e 'g', mostrando em detalhe o pico da fase 1, o pico da fase 3, o erro na região de repouso e o erro na fase 2 (com transitório já superado), respectivamente. Ainda é possível ampliar a Figura 48g, de tal forma a mostrar ainda mais o detalhe do erro neste ponto (Figura 48h).

FIGURA 48 - DETALHES DA AÇÃO DO CONTROLE HÍBRIDO: (a) GRÁFICO DE ORIGEM; (b) DETALHE DO CICLO APLICANDO ALGORITMO NLMS; (c) DETALHES DA VARIÁVEL ERRO; (d) PICO DO ERRO NA FASE 1; (e) PICO DO ERRO NA FASE 3; (f) ERRO NA REGIÃO DE REPOUSO; (g) ERRO NA FASE 2, APÓS A COMPONENTE DE VIBRAÇÃO TRANSITÓRIA; (h) DETALHE DO ERRO NA FASE2.



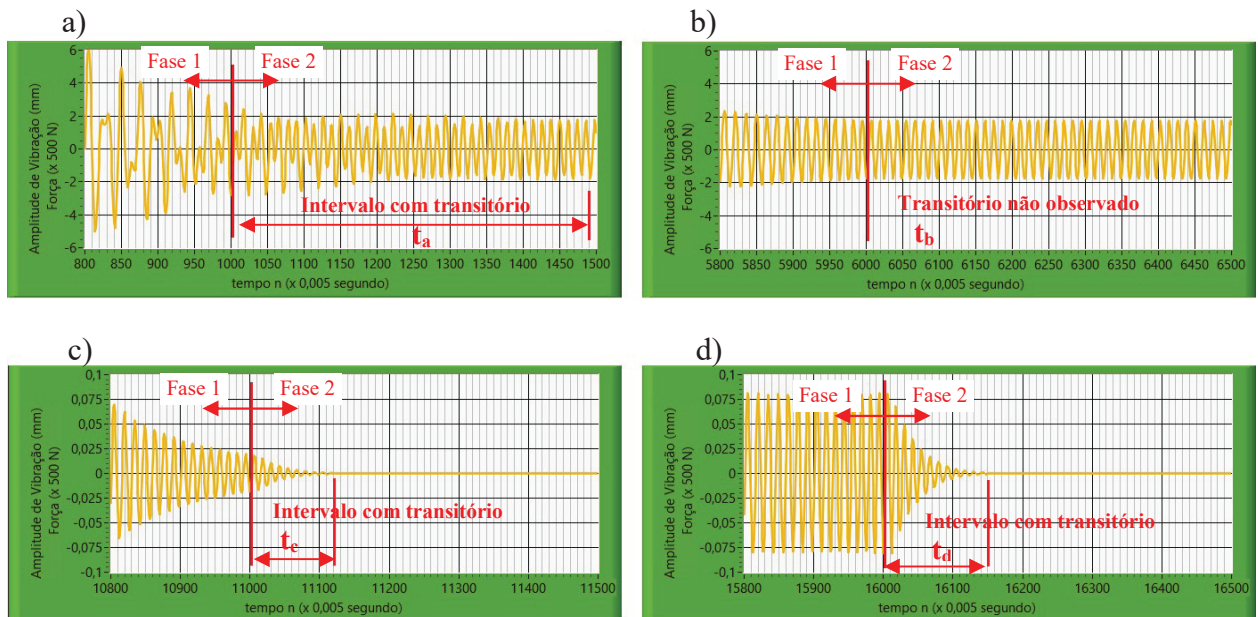
Desta forma pode-se concluir que o controle passivo tem ação marcante nas fases 1 e 3, corroborando com a ação do controle ativo/adaptativo NLMS para o aumento da eficácia em todas as fases.

Outro aspecto de interesse, até então não abordado, refere-se ao tempo de duração da componente transitória. A Figura 49 mostra a vibração na passagem da fase 1 para a fase 2 e, desta forma, é possível observar a componente transitória de vibração criada pela variação na frequência da função harmônica. Uma função harmônica é caracterizada, em essência, por sua amplitude e por sua frequência única, no caso, para a fase 2, a frequência fixa é a de trabalho dada por $f_{Tr} = 1000rpm$ ($104,72 rad/s$).

O sistema primário sem controle é observado na Figura 49a, onde o transitório é eliminado progressivamente pelo próprio amortecimento do sistema. Já no gráfico da Figura 49b, o sistema composto, com a atuação do controle passivo de forma sintonizada, não apresenta transitório claramente observável. Este fato pode ser explicado em virtude do amortecimento introduzido pelo neutralizador viscoelástico.

O sistema híbrido, com os algoritmos LMS (Figura 49c) e NLMS (Figura 49d), age não apenas na redução da componente transitória (que é considerada como inexistente, visto que só é observada uma oscilação harmônica na frequência $f_{Tr} = 1000 \text{ rpm}$), mas também na componente forçada. O intervalo chamado de transitório nas curvas das Figuras 49c e 49d referem-se ao processo de convergência dos algoritmos para atingir valores menores que 0,001 mm de amplitude.

FIGURA 49 - TRANSIÇÃO DA FASE 1 PARA FASE 2: (a) SISTEMA PRIMÁRIO; (b) SISTEMA COMPOSTO COM NDV; (c) SISTEMA HÍBRIDO COM ALGORITMO LMS; (d) SISTEMA HÍBRIDO COM ALGORITMO NLMS.



O tempo dos intervalos medidos da Figura 49, expresso em segundos, tem valores aproximados de $t_a = 2,41s$; $t_b = 0s$; $t_c = 0,6s$; e $t_d = 0,75s$.

A Tabela 9 traz uma síntese dos valores da amplitude de vibração em milímetros, obtidos pelas simulações com excitação da frequência de trabalho em 1000 rpm, destacando-se o desempenho na temperatura ideal (sintonizada) e as temperaturas extremas (-20°C e $+57^{\circ}\text{C}$), em cada fase de operação da máquina, e também contemplando as condições do sistema, como visualizado na Figura 10, de funcionamento sem controle, somente com

controle passivo, somente com controle ativo/adaptativo e com controle híbrido. É considerado o algoritmo LMS normalizado e as medições na fase 2 são obtidas sem o transitório.

TABELA 9 - AMPLITUDE DE VIBRAÇÃO DO SISTEMA CONFIGURADO SEM CONTROLE, COM CONTROLE PASSIVO, COM CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO E COM CONTROLE HÍBRIDO (FREQUÊNCIA DE EXCITAÇÃO $f_{Tr} = 1000 \text{ rpm}$ E ALGORITMO NLMS).

	Fase 1			Fase 2			Fase 3		
	+25°C	-20°C	+57°C	+25°C	-20°C	+57°C	+25°C	-20°C	+57°C
Primário	15,6			1,75			13,9		
Controle Passivo	4,78	12,8	13,1	1,78	1,42	1,73	4,57	11,5	11,7
Controle Ativo/Adaptivo	0,887			0,040			0,633		
Controle Híbrido	0,126	0,811	0,501	<0,001	0,036	0,001	0,184	0,555	0,522

Pelo exposto nesta seção, pode-se afirmar que o controle híbrido atende com maior envergadura toda a ação de controle de vibração do sistema original. O subsistema passivo tem atuação significativa na região onde a resposta do sistema apresenta as maiores amplitudes de vibração. Já o controle ativo/adaptativo age com maior eficiência nas regiões de frequência fixa. A composição dos dois subsistemas, controle passivo e ativo/adaptativo, constituído como controle híbrido, apresenta uma combinação eficaz no controle de vibrações, mesmo nas condições extremas de temperatura. A atuação do algoritmo LMS normalizado se destaca em relação aos demais, como exposto nas Tabelas 3, 5, 6, 7 e 8, onde a amplitude máxima de vibração, para mesmas condições operacionais, apresenta valores iguais ou menores que os outros algoritmos.

5.5 DEMANDA SOBRE O CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO FACE À AÇÃO DO CONTROLE PASSIVO

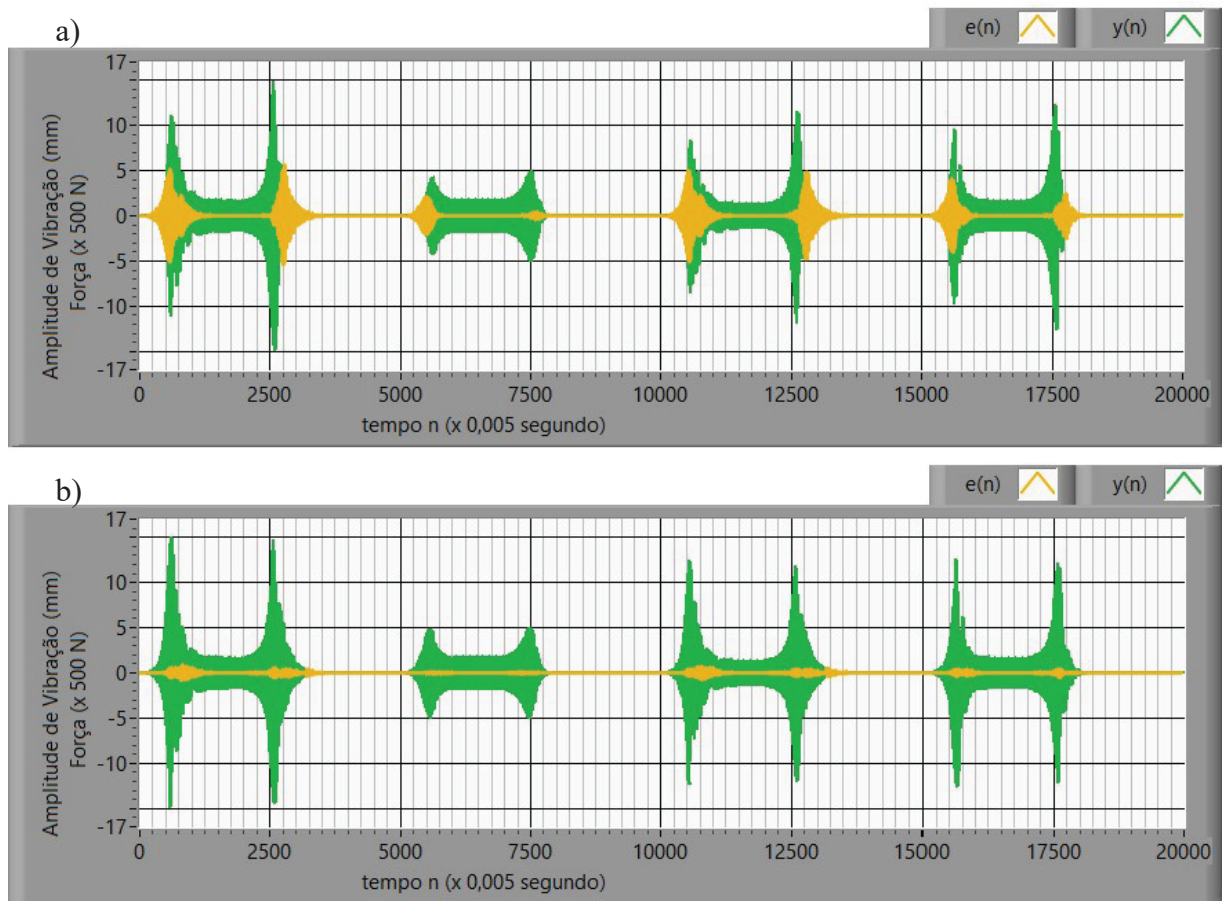
Será apresentada nessa seção uma abordagem da demanda sobre o controle ativo/adaptativo, face à ação, ou não, do controle passivo. Esta análise tem relação direta sobre a dependência da fonte de energia externa necessária para gerar as ações do controle ativo/adaptativo.

Em princípio, esta análise poderia ser desenvolvida com a aplicação da equação (54), na forma $y(n) = d(n) - e(n)$. No entanto, os instantes de tempo entre o ponto de máxima

vibração, dada pela função resposta do sistema $d(n)$, e o ponto de máximo do atuador, gerado pela função resposta do controlador $y(n)$, não são coincidentes. Assim sendo, os valores de máximo destas grandezas são diferentes nos pontos analisados.

A Figura 50 mostra a ação do controle ativo/adaptativo, aplicando o algoritmo (a) LMS e (b) NLMS, onde cada ciclo de operação do motor está associado ao sistema sem e com controle passivo, nas temperaturas 298, 253 e 330 K, respectivamente. Comparando as amplitudes máximas, pode ser analisado a magnitude de exigência do atuador e da fonte, para exercer a ação de controle atuando na redução da vibração.

FIGURA 50 – SINAL DE ERRO $e(n)$ E AÇÃO DO ATUADOR $y(n)$, COM O ALGORITMO: (a) LMS; (b) NLMS. OS CICLOS SÃO DO SISTEMA COM CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO, ATUANDO SEM CONTROLE PASSIVO E COM CONTROLE PASSIVO NAS TEMPERATURAS DE 298K, 253K E 330K, RESPECTIVAMENTE.



O primeiro ciclo em ambos os gráficos da Figura 50 apresenta maior exigência do atuador, para redução da vibração proveniente do sistema primário. Ao incluir o neutralizador viscoelástico, a demanda posta sobre o atuador e sua fonte é reduzida, com maior proeminência na temperatura de 298 K. O desempenho no controle de vibração também é observado, com significativa performance nessa temperatura. É importante ressaltar que a

ação do atuador pelo controle ativo/adaptativo, associada ao controle passivo, configura o controle híbrido.

A Tabela 10 mostra, de forma quantitativa, os valores de máximo da ação do atuador $y(n)$ e do erro $e(n)$ presente no conjunto, aplicando o algoritmo LMS.

TABELA 10 – AÇÃO DO ATUADOR PROVENIENTE DO CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO COM ALGORITMO LMS, MODIFICADO PELA INCLUSÃO DO CONTROLE PASSIVO, NAS TEMPERATURAS DE 298 K, 253 K E 330 K.

Controle ativo/adaptativo atuando:		Fase 1			Fase 2			Fase 3					
		Sem contr. Passivo	Com contr. passivo			Sem contr. Passivo	Com contr. passivo			Sem contr. Passivo	Com contr. passivo		
			+25°C	-20°C	+57°C		+25°C	-20°C	+57°C		+25°C	-20°C	+57°C
y(n)	Valor medido	11,2	4,0	8,4	9,5	1,75	1,78	1,39	1,73	14,9	4,7	11,5	12,3
	redução (%)		64%	25%	15%		-2%	21%	1%		68%	23%	17%
	redução [dB]		8,94	2,50	1,43		-0,15	2,00	0,10		10,02	2,25	1,67
e(n)	Valor medido	5,1	2,17	5,0	4,1	0,04	<0,001	0,036	0,001	5,6	0,44	4,9	2,46
	redução (%)		57%	2%	20%		100%	10%	98%		92%	13%	56%
	redução [dB]		7,42	0,17	1,90			0,92	32,0		22,1	1,16	7,15

Da mesma forma, a Tabela 11 mostra os valores de máximo da ação do atuador $y(n)$ e do erro $e(n)$ presente no conjunto, aplicando o algoritmo NLMS.

TABELA 11 – AÇÃO DO ATUADOR PROVENIENTE DO CONTROLE ATIVO/ADAPTATIVO COM ALGORITMO NLMS, MODIFICADO PELA INCLUSÃO DO CONTROLE PASSIVO, NAS TEMPERATURAS DE 298 K, 253 K E 330 K.

Controle ativo/adaptativo atuando com:		Fase 1			Fase 2			Fase 3					
		Sem contr. Passivo	Com contr. Passivo			Sem contr. Passivo	Com contr. Passivo			Sem contr. Passivo	Com contr. Passivo		
			+25°C	-20°C	+57°C		+25°C	-20°C	+57°C		+25°C	-20°C	+57°C
y(n)	Valor medido	15,1	4,6	12,4	12,6	1,75	1,78	1,42	1,73	14,7	4,8	11,9	12,2
	redução (%)		70%	18%	17%		-2%	19%	1%		67%	19%	17%
	redução [dB]		10,32	1,71	1,57		-0,15	1,81	0,10		9,72	1,84	1,62
e(n)	Valor medido	0,89	0,13	0,8	0,5	0,04	<0,001	0,036	0,001	0,63	0,18	0,56	0,52
	redução (%)		85%	9%	44%		100%	10%	98%		71%	11%	17%
	redução [dB]		16,71	0,82	5,01			0,92	32,04		10,88	1,02	1,67

Constata-se que, quando implementado o controle passivo, a redução na exigência do atuador, controlado pelo sistema ativo/adaptativo, apresenta nos pontos de maior exigência (pontos críticos), valores entre 15 à 25% (1,43 à 2,5 dB) para os casos dessintonizados (253 e 330 K) e valores entre 64 à 70% (8,9 à 10,3 dB) para o caso temperatura sintonizado (298 K). Ainda nos pontos críticos, observa-se uma melhora significativa do desempenho no controle da vibração do sistema, com valores de 9 à 44% (0,82 à 5,01 dB) nos casos dessintonizados e valores de 71 à 85% (10,88 à 16,71 dB) no caso temperatura sintonizado.

Na fase 2, onde a exigência do atuador não é crítica, a implementação do controle passivo, de forma geral, não produz redução na sua solicitação. Nota-se, contudo, uma melhora significativa do desempenho no controle da vibração.

Dessa forma, a implementação do neutralizador tem impacto na redução da exigência do atuador e sua fonte, comandados pelo controlador ativo/adaptativo, bem como no aumento da eficácia do sistema como um todo, no controle da vibração. A variação da temperatura, responsável pelas modificações no comportamento dinâmico do neutralizador viscoelástico, também provoca interferência na exigência do atuador e na eficácia do controle da vibração do sistema.

6 CONCLUSÃO E SUGESTÃO DE TRABALHOS FUTUROS

As indústrias utilizam máquinas rotativas de forma intensiva e um dos maiores problemas associados a esse uso está relacionado ao desbalanceamento dinâmico, que produz vibrações indesejáveis. Esse problema, quando não solucionado, pode ocasionar desgastes prematuros, quebras de máquinas, paradas da fábrica, perdas de produção ou, em casos mais graves, danos a operadores do parque fabril.

Na busca de soluções, este trabalho apresenta alternativas de controle de vibrações em motores elétricos, aplicáveis a qualquer tipo de máquina rotativa, onde a associação dos subsistemas de controle passivo e ativo/adaptativo fornece uma combinação robusta, confiável e eficaz, indicada para atender as condições operacionais da máquina.

A aplicação de controle passivo, através de neutralizadores dinâmicos de vibração (neste trabalho, viscoelásticos, com borracha butílica), apresenta uma excelente solução de controle na região com maior amplitude de vibração, ou seja, a região de ressonância (ponto crítico). No entanto, duas condições limitam seu desempenho, a faixa de frequência eventualmente restrita (em virtude do baixo amortecimento) e as variações térmicas no local de operação da máquina. Essas condições podem diminuir, de forma significativa, sua capacidade de controle da vibração.

Já a aplicação de controle ativo/adaptativo, com filtro implementado na configuração FIR e sob arquitetura *feedforward*, consegue, quando empregado o algoritmo NLMS, atingir excelência na redução da vibração em toda a extensão da operação do motor. Esse controle mostra uma performance ainda melhor na região em que a frequência é constante. Porém, a dependência de fonte externa de potência diminui sua confiabilidade e torna o sistema mais frágil no tocante a falhas do controlador.

A demanda posta sobre o atuador e sua fonte, que são controlados pelo sistema ativo/adaptativo, apresenta uma significativa redução quando inserido o controle passivo sintonizado, e uma redução moderada quando o controle está dessintonizado. Mesmo com uma redução da ação do atuador, observa-se uma melhora significativa no desempenho no controle da vibração do sistema. À combinação assim descrita, corresponde a configuração de controle híbrido.

O controle híbrido, associando a robustez do controle passivo e a performance do controle ativo/adaptativo, mostra-se uma solução melhor. Além da melhora quantitativa no desempenho, existe a significativa melhora qualitativa, referente à confiabilidade mútua decorrente da aplicação de dois subsistemas de controle.

Numericamente, pôde ser observada uma redução próxima a 70% (10,5 dB) com aplicação do controle passivo nas regiões mais críticas da operação do motor, ou seja, durante a aceleração e desaceleração do motor, isto na condição sintonizada. Reduções não expressivas, próximas a 18% (1,72 dB) na aceleração e 26% (2,62 dB) na desaceleração, são observadas quando a atuação se dá em condições de dessintonização, correspondentes às temperaturas extremas de 253 K e 330 K.

Quando aplicado o controle ativo com algoritmo LMS normalizado, os valores já são bem significativos, sendo de aproximadamente 94% (24,4 dB), 98% (34,0 dB) e 95% (26,0 dB) a redução da vibração nas fases de partida, operação permanente e parada do motor, respectivamente.

A atuação do sistema híbrido com algoritmo LMS normalizado, além dos benefícios qualitativos, traz reduções de vibração, nos processos de partida, regime permanente e parada da máquina, da ordem de 99% (40 dB) na temperatura sintonizada e 95% (26,0 dB) à 98% (34,0 dB) nas temperaturas extremas de 253K e 330K, respectivamente.

Portanto, pode-se concluir que a aplicação do controle híbrido sobressai pela sua performance e pelos benefícios que a associação dos dois subsistemas disponibilizam ao sistema como um todo. Desta forma, acredita-se que os objetivos propostos foram atingidos e que uma contribuição de interesse foi feita com vistas a futuras implementações práticas de situações reais.

Para trabalhos futuros, fica a recomendação de ampliar a simulação de sistemas com um grau de liberdade para sistemas com vários graus de liberdade, tal como ocorre, por exemplo, na transmissão da excitação para vigas, placas e outros, onde haverá de se contemplar também a modelagem dos caminhos secundários e de *feedback*. Com o conhecimento do sistema, preanalizado pela simulação, pode-se também utilizar a plataforma LabView em experimentos, para aquisição de dados, implementação do controle ativo/adaptativo e análise dos resultados, além de comparação com o que tiver sido obtido na simulação. Outro estudo que pode ser explorado é o de uso da configuração de filtro tipo IIR (*infinite impulse response*), posto que, através de simulações, pode-se encontrar alternativas de como resolver possíveis problemas de estabilidade, causados pela inclusão de polos na função de transferência.

REFERÊNCIAS

- BALACHANDRAN, B.; MAGRAB, E. B. **Vibrações Mecânicas**. 2ª ed. Cengage Learning. São Paulo-SP, 2011.
- BAVASTRI, C. A. **Redução de Vibrações de Banda Larga em Estruturas Complexas por Neutralizadores Viscoelásticos**. Tese de Doutorado em Engenharia Mecânica. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 1997.
- BAVASTRI, C. A.; FEBBO, M.; GONÇALVES, V. V.; LOPES, E. M. O. **Optimum Viscoelastic Absorbers for Cubic Nonlinear Systems**. *Journal of Vibration and Control*, v.20, pp. 1464-1474, 2014.
- BURROWS, A. P.; WRIGHT, J. R.; COOTE, J. A. **Versatile Chirps for Vibration Testing**. *Proceedings of the 5th International Conference on Structural Dynamics: Recent Advances (volume I)*. Edited by N. S. Ferguson, H. F. Wolfe, and C. Mei. England, 1994.
- CHEUNG, Y. L.; WONG, W. O.; CHENG, L. **Optimization of a Hybrid Vibration Absorber for Vibration Control of Structures Under Random Force Excitation**. *Journal of Sound and Vibration*, v. 332, pp. 494-509, 2013.
- COAN JR., J. **Controle Misto de Vibrações em Viga Metálica Utilizando Neutralizadores Viscoelásticos e Filtro Adaptativo: Caso Harmônico**. Dissertação de Mestrado em Engenharia Mecânica. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2005.
- DEN HARTOG, J. P. **Mechanical Vibrations**. McGraw-Hill. New York, 1956.
- DINIZ, P. S. R.; SILVA, E. A. B.; NETTO, S. L. **Processamento Digital de Sinais**. 2ª ed. Bookman Editora Ltda. 2014.
- ELLIOTT, S. J. **Signal Processing for Active Control**. San Diego, CA: Academic Press 2001.
- ESPÍNDOLA, J. J.; BAVASTRI, C. A.; LOPES, E. M. O. **Design of Optimum Systems of Viscoelastic Vibration Absorbers for a Given Material Based on the Fractional Calculus Model**. *Journal of Vibration and Control*, v. 14, pp. 1607-1630, 2008.
- ESPÍNDOLA, J. J.; BAVASTRI, C. A.; LOPES, E. M. O. **On the Passive Control of Vibrations With Viscoelastic Dynamic Absorbers of Ordinary and Pendulum Types**. *Journal of The Franklin Institute*, v. 347, p. 102-115, 2010.
- ESPÍNDOLA, J. J.; SILVA, H. P. **Modal Reduction of Vibrations by Dynamic Neutralizers: A Generalized Approach**. *Proceedings of the Tenth International Modal Analysis Conference, San Diego, USA*, pp. 1367-1373, 1992.
- FARHANG-BOROUJENY, B. **Adaptative Filters – Theory and Applications**. John Wiley & Sons, 1998.

FEBBO, M.; LOPES, E. M. O.; BAVASTRI, C. A. **Influence of Temperature on Optimum Viscoelastic Absorbers in Cubic Nonlinear Systems.** *Journal of Vibration and Control*, v. 22(15), pp. 3396-3417, 2014.

FULLER, C. R.; ELLIOTT, S. J.; NELSON, P. A. **Active Control of Vibration.** San Diego, CA: Academic Press 1997.

GONTIJO, W. A. **Implementação e Avaliação de Desempenho de Algoritmos Adaptativos Aplicados em Controle Ativo de Vibrações.** Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2006.

HUDENSKI, R. A. **Projeto Ótimo de um Neutralizador Dinâmico Híbrido Eletro-viscoelástico para Controle Passivo de Vibrações em Estrutura com Múltiplos Graus de Liberdade.** Dissertação de Mestrado em Engenharia Mecânica e de Materiais. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, PR, 2008.

INMAN, D. J. **Vibration With Control.** John Wiley & Sons, 2007.

KIM, S. M.; WANG, S.; BRENNAN, M. J. **Dynamic Analysis and Optimal Design of a Passive and an Active Piezo-electrical Dynamic Vibration Absorber.** *Journal of Sound and Vibration*, v. 330, pp. 603-614, 2011.

MATHEWS, J. H.; FINK, K. K. **Numerical Methods Using Matlab.** 4^a ed. Prentice-Hall Inc. New Jersey, USA, 2004.

MARRA, J. C. O. **Controle Híbrido de Vibrações em Estruturas sob Excitação de Banda Larga Utilizando Neutralizador Viscoelástico e Filtro Adaptativo.** Dissertação de Mestrado em Engenharia Mecânica. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2007.

MARRA, J. C. O., LOPES, E. M. O., ESPÍNDOLA, J. J., TOBIAS, O. J., GONTIJO, W. A. **Hybrid Vibration Control Applied to Structures Under Broadband Excitation Using Viscoelastic Neutralizer and Adaptive Filter.** 21st Brazilian Congress of Mechanical Engineering, Natal, RN, 2011.

MEAD, D. J. **Passive Vibration Control.** John Wiley & Sons, 2000.

MEDEIROS JR., W. B. **Caracterização Dinâmica Integrada de Elastômeros via Derivadas Fracionárias e Método GHM.** Dissertação de Mestrado em Engenharia Mecânica. Universidade Federal do Paraná, Curitiba, PR, 2010.

NASHIF, A. D.; JONES, D. I. G.; HENDERSON, J. P. **Vibration Damping.** John Wiley & Sons, 1985.

NELDER, J. A.; MEAD, R. A. **A Simplex Method for Function Minimization.** *Computer Journal*, v. 7, pp. 308-313.

OLIVEIRA, F. S. **Critérios de Projeto para Amortecedor Tipo Pêndulo para Controle de Vibrações em Edifícios Altos.** Dissertação de Mestrado em Estruturas e Construção Civil. Universidade de Brasília, Brasília, DF, 2012.

- PARANÁ, R. F. **Neutralizador Dinâmico Híbrido Eletro-Viscoelástico: Análise e Realização Experimental**. Dissertação de Mestrado em Engenharia Mecânica e de Materiais. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, PR, 2008.
- PERINI, E. A. **Redução de Vibrações de Rotores Utilizando Atuadores Magnéticos e Sistema de Controle *Feedforward***. Dissertação de Mestrado em Engenharia Mecânica. Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”, Ilha Solteira, SP, 2009.
- POULARIKAS, A. D.; RAMADAN, Z. M. **Adaptative Filtering Primer with MatLab**. CRC Press Taylor & Francis Group, 2006.
- PREUMONT, A. **Vibration Control of Active Structures: An Introduction**. 3^a ed. Springer, 2011.
- RAO, S. S. **Vibrações Mecânicas**. 4^a ed. Pearson, 2009.
- RIBEIRO, A. R. B. **Controle Ativo de Estruturas Inteligentes Tipo Viga Utilizando Controladores Fuzzy e PID**. Dissertação de Mestrado em Engenharia Mecânica. Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, MG, 2013.
- SILVA, C. T. **Projeto e Localização Ótimos de Sistemas de Neutralizadores Dinâmicos Viscoelásticos Usando Algoritmos Genéticos**. Dissertação de Mestrado em Engenharia Mecânica e de Materiais. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, PR, 2005.
- SNOWDON, J. C. **Vibration and Shock in Damped Mechanical Systems**. John Wiley & Sons Inc. New York, 1968.
- TRINDADE, M. A. **Experimental Analysis of Active-Passive Vibration Control Using Viscoelastic Materials and Extension and Shear Piezoelectric Actuators**. Journal of Vibration and Control, v. 17(6), pp. 917-929, 2011.
- VASQUES, C. M. A.; RODRIGUES, J. D. **On The Performance of Hybrid Active-Passive Damping Treatments Mechanisms for Vibration Control of Beams Using Adaptive Feedforward Strategies**. 5th International Conference on Mechanics and Materials in Design, Porto, Portugal, 2006.
- WINCK, G. S. **Instrumentação, Identificação e Controle Ativo de Vibração em Barras Engastadas**. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, RS, 2012.