UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"Júlio de Mesquita Filho"
Departamento de Engenharia Mecânica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica
Campus de Ilha Solteira

REDUÇÃO DE VIBRAÇÕES DE ROTORES UTILIZANDO ATUADORES MAGNÉTICOS E SISTEMA DE CONTROLE FEEDFORWARD

Efrain Araujo Perini

Orientador: **Prof. Dr. Luiz De Paula do Nascimento**

Co-orientador: **Prof. Dr. Vicente Lopes Júnior**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira da Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho", como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Mecânica.

ILHA SOLTEIRA

Agosto/2009

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Seção Técnica de Aquisição e Tratamento da Informação/Serviço Técnico
de Biblioteca e Documentação da UNESP-Ilha Solteira

Perini, Efrain Araujo.
P445r Redução de vibrações de rotores utilizando atuadores magnéticos e sistema de controle feedforward / Efrain Araujo Perini. -- Ilha Solteira : [s.n.], 2009
263 f. :il., fots. color.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, 2009

Orientador: Luiz de Paula do Nascimento
Co-orientador: Vicente Lopes Júnior
Bibliografia: p. 194-205

1. Rotores – Dinâmica. 2. Mancais magnéticos ativos. 3. Vibração – Controle.
4. Controle ativo feedback e feedforward. 5. Posicionamento de sensores.

unesp **UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA**

CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA

FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: REDUÇÃO DE VIBRAÇÕES DE ROTORES UTILIZANDO ATUADORES MAGNÉTICOS E SISTEMA DE CONTROLE FEEDFORWARD

AUTOR: EFRAIN ARAUJO PERINI
ORIENTADOR: Prof. Dr. LUIZ DE PAULA DO NASCIMENTO

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de MESTRE em ENGENHARIA MECÂNICA , Área: MECANICA DOS SÓLIDOS, pela Comissão Examinadora:

Prof. Dr. LUIZ DE PAULA DO NASCIMENTO
Departamento de Engenharia Mecânica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. GILBERTO PECHOTO DE MELO
Departamento de Engenharia Mecânica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Profa. Dra. KÁTIA LUCHESE CAVALCA DEDINI
Departamento de Projeto Mecanico / Universidade Estadual de Campinas

Data da realização: 14 de agosto de 2009.

Dedico este trabalho aos meus pais, Jurandir e Marlene, e aos meus irmãos, Aline e Benhur, pelo incondicional apoio e compreensão, bases primordiais para a realização de qualquer trabalho bem sucedido. Também de maneira especial, dedico ao meu avô, Manoel Carlos de Araujo (in memoriam), pela confiança, apoio e amor que sempre me dedicou.

Agradecimentos

Primeiramente quero agradecer a Deus pela vida, pelas oportunidades, pelos momentos vividos e por sempre iluminar meus caminhos e pensamentos;

Ao Prof. Dr. Luiz de Paula do Nascimento pelas oportunidades, confiança, paciência, amizade e por ter compartilhado comigo seu conhecimento desde os tempos de iniciação científica contribuindo de maneira relevante para meu crescimento profissional e pessoal;

De maneira especial, ao co-orientador Prof. Dr. Vicente Lopes Junior pelas colaborações para este trabalho, publicações realizadas, confiança e conselhos. Também ao professor Dr. Marty Johnson pela co-orientação em desenvolver parte deste projeto no *Vibration and Acoustic Laboratories* e à professora Dr. Mary Kasarda por também compartilhar seus conhecimentos e amizade durante minha estadia na Virginia Tech (EUA);

Aos professores Dr. Gilberto Pechoto de Melo, Dr. João Antonio Pereira e M.Sc. Antônio Eduardo Turra e Dr. Edson Del Rio Vieira pela amizade, sugestões e valiosas discussões e desde os tempos de graduação;

Ao Grupo de Materiais e Sistemas Inteligentes (GMSINT) da UNESP/Ilha Solteira, pelos bons momentos de aprendizagem, descontração e trabalhos desenvolvidos;

Aos eternos amigos Bruno Ferreira Pussoli, Carlos Eduardo Prazzo, Débora Gleice S. Del Rio Vieira, Larissa Mendes, Marcel Sato, Rafael Giovani Morini e Wellington Garcia Birolli. Também à Associação Brasileira da Virginia Tech pela grande amizade e companheirismo, de maneira especial, ao Diogo Fujimoto, Marina Eller Quadros e Michele Hecke. Pessoas que, por longos ou curtos períodos de convivência, contribuíram para meu desenvolvimento pessoal e profissional;

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP), pelo suporte financeiro para realização deste trabalho (processo 2007/01597-0)

"Sem sonhos, a vida não tem brilho.
Sem metas, os sonhos não têm alicerces.
Sem prioridades, os sonhos não se tornam reais."

Augusto Cury

Perini, E. A.; **Redução de Vibrações em Rotores Utilizando Atuadores Magnéticos e Sistema de Controle *Feedforward***. Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia - Campus de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2009.

Resumo

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de uma análise teórica do desempenho de um sistema de controle ativo utilizando mancais magnéticos como atuadores de não-contato para a redução de vibrações em rotores. São analisados três modelos de rotores, sendo que em um deles aplica-se apenas o controle *feedback* e os outros são suportados apenas por mancais magnéticos, os quais também são os atuadores do controlador. Assim, uma arquitetura de controle tipo *feedforward* é empregada sobreposta ao sistema de controle *feedback* dos atuadores nestes dois modelos, sendo uma análise realizada em relação ao desempenho do sistema de controle quanto às diferentes geometrias de distribuição de massa acopladas ao eixo do rotor. O enfoque principal deste trabalho é voltado para a análise do desempenho do sistema de controle em função da posição e quantidade dos sensores de erro (onde se deseja minimizar as vibrações) em relação à posição dos atuadores e das forças de excitação. As excitações são do tipo síncronas e sub-síncronas que normalmente aparecem em rotores com elevadas velocidades de rotação, como as turbomáquinas. Também é realizada uma análise das forças de controle necessárias a serem aplicadas pelos atuadores para se obter uma redução dos níveis de vibração do rotor na posição dos sensores de erro do sistema *feedforward.* A análise é executada empregando modelos de rotores desenvolvidos pelo método da matriz de impedância. Esta pesquisa também apresenta uma aplicação da técnica de controle *Feedforward* em acústica, que realiza a depuração da voz para comunicação em ambientes ruidosos.

Palavras-chave: *máquina rotativa, atuador magnético, controle Ativo Feedback e Feedforward, posicionamento de sensores.*

Perini, E. A.; **Rotor Vibration Reduction using Magnetic Actuators and The Feedforward Control System.** Mechanical Engineerig Master in Science Thesis, Ilha Solteira Engineering College, Sao Paulo State University, Ilha Solteira, 2009.

Abstract

This research work brings a theoretical analysis of a control system performance that uses magnetic bearings as non-contact actuators to reduce rotor vibrations. It is analyzed three rotor models, in which one of them operates under the feedback control only. The other models are supported by magnetic bearings only, which also are the controller system actuators. Thus, a feedforward control scheme is applied over the feedback control inherent to the AMB control circuit. The analysis is carried out over these two last models regarding to the control performance for different geometry of mass distribution along the rotor. The focus of this work is to analyze the controller performance according to the sensor quantity and placement (where the vibrations are desired to be minimized) regarding to the actuator position and to the exciting forces. The subsynchronous and synchronous excitations are considered here since they frequently occur in high rotating speed rotors, as in the turbomachinery scenario. Also, the control force required by the actuators is monitored according to the sensors placement to reduce the local vibrations level and the analysis was carried out using the impedance matrix rotor modeling. Further, this work brings a modeling and an application of the feedforward active control scheme in the acoustics field used for voice extraction for communication in noisy environments.

Keywords: *Rotating Machinery, Magnetic Actuator, Feedback and Feedforward Active Control, Sensors Placement.*

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 – *INTRODUÇÃO*

1.1 - SOBRE OS MANCAIS MAGNÉTICOS ATIVOS 13

1.2 - O PRINCÍPIO DA LEVITAÇÃO MAGNÉTICA 15

1.3 - APLICAÇÕES COMERCIAIS 16

1.4 - MOTIVAÇÃO DO ESTUDO DE MANCAIS MAGNÉTICOS ATIVOS 24

1.5 - ESCOPO DO TRABALHO 28

CAPÍTULO 2 - *O ATUADOR MAGNÉTICO*

2.1 - TEORIA BÁSICA DO ATUADOR MAGNÉTICO 31

2.2 - CIRCUITO ELETRÔNICO DO ATUADOR MAGNÉTICO (SISTEMA *FEEDBACK* ASSOCIADO COM SISTEMA *FEEDFORWARD*) 38

2.2.1 - SENSOR DE POSIÇÃO 40

2.2.2 - FILTRO PASSA BAIXA 41

2.2.3 - FILTRO PROPORCIONAL, INTEGRAL E DERIVATIVO 41

2.2.4 - AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA 42

2.3 – MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA ROTOR-MANCAL MAGNÉTICO 42

2.3.1- RIGIDEZ E AMORTECIMENTO EQUIVALENTES 43

CAPÍTULO 3 - *CURVAS DE RIGIDEZ E AMORTECIMENTO EQUIVALENTES*

3.1 – INTRODUÇÃO 46

3.2 - ANÁLISE DA RIGIDEZ E AMORTECIMENTO EQUIVALENTES DEVIDO À INFLUÊNCIA DA VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR PID 46

3.3 - VARIAÇÃO DO GANHO PROPORCIONAL (K_P) DO FILTRO PID SOBRE A RIGIDEZ E O AMORTECIMENTO EQUIVALENTES 48

3.4 - VARIAÇÃO DO GANHO INTEGRAL (K_I) DO FILTRO PID SOBRE A RIGIDEZ E O AMORTECIEMENTO EQUIVALENTES 49

3.5 - VARIAÇÃO DO GANHO DERIVATIVO (K_D) DO FILTRO PID SOBRE A RIGIDEZ E O AMORTECIMENTO EQUIVALENTES 50
3.6 - VARIAÇÃO DO GANHO TOTAL (K_T) DO FILTRO PID SOBRE A RIGIDEZ E O AMORTECIMENTO EQUIVALENTES 52

CAPÍTULO 4 - *CONTROLE ATIVO DE VIBRAÇÕES*

4.1- INTRODUÇÃO 54
4.2- CONTROLE ATIVO TIPO *FEEDBACK* 55
4.2.1 - CONTROLE F*EEDBACK* DE UMA ENTRADA E UMA SAÍDA 55
4.2.2 - MODIFICAÇÃO DA RESPOSTA DE UM SISTEMA *SDOF* 58
4.2.3 - REPRESENTAÇÃO DE VARIÁVEL DE ESTADO 61
4.2.4 - CONTROLE *FEEDBACK* DE MÚLTIPLOS CANAIS 63

CAPÍTULO 5 – *CONTROLE FEEDFORWARD*

5.1 - INTRODUÇÃO 66
5.2 - CONTROLADORES DIGITAIS 67
5.3 - CONTROLE *FEEDFORWARD* DE CANAL ÚNICO 70
5.3.1 - O EFEITO DA MEDIÇÃO DO RUÍDO 73
5.4 - CONTROLE DE PERTURBAÇÕES DETERMINÍSTICAS 77
5.4.1 - CONTROLE HARMÔNICO 78
5.4.2 - CONTROLADORES DIGITAIS ADAPTATIVOS 80
5.4.3 - CONTROLE *FEEDFORWARD* DE MULTI-CANAL 86
5.4.4 - CONTROLADORES ADAPTATIVOS NO DOMÍNIO DA FREQÜÊNCIA 87
5.4.5 - CONTROLADORES ADAPTATIVOS NO DOMÍNIO DO TEMPO 91
5.5 - CONTROLE ÓTIMO DE PERTURBAÇÕES ESTOCÁSTICAS 97
5.5.1 – DIAGRAMAS DE BLOCOS PARA CONTROLE *FEEDFORWARD* 97
5.6 – APLICAÇÃO PRÁTICA DE UM SISTEMA DE CONTROLE FEEDFORWARD 102

CAPÍTULO 6 – *MODELAGEM DE ROTORES*

6.1- INTRODUÇÃO 103

6.2- TEORIA BÁSICA DA MODELAGEM MATEMÁTICA 104
6.2.1- MODELO DE UMA VIGA LIVRE-LIVRE 105
6.2.2- MÉTODO DA MATRIZ DE IMPEDÂNCIA 108
6.2.3 - CONTROLE ATIVO ÓTIMO DE VIBRAÇÃO NO ROTOR 113
6.3 – DESCRIÇÕES DE ROTORES TEÓRICOS PARA ANÁLISE 114
6.3 1 – DESCRIÇÃO DE UM ROTOR TEÓRICO PARA ANÁLISE DE REDUÇÃO DE VIBRAÇÕES COM A TÉCNICA DE CONTROLE *FEEDBACK* – MODELO 1 115
6.3 2 – DESCRIÇÃO DE ROTORES TEÓRICOS PARA ANÁLISE DE REDUÇÃO DE VIBRAÇÕES COM A TÉCNICA DE CONTROLE *FEEDFORWARD* ASSOCIADA COM A TÉCNICA DE CONTROLE *FEEDBACK* 119
6.3.2.1 – DESCRIÇÃO DE UM ROTOR TEÓRICO PARA ANÁLISE DE REDUÇÃO DE VIBRAÇÕES COM A TÉCNICA DE CONTROLE *FEEDFORWARD* ASSOCIADA COM A TÉCNICA DE CONTROLE *FEEDBACK* – MODELO 2 120
6.3.2.2 – DESCRIÇÃO DE UM ROTOR TEÓRICO PARA ANÁLISE DE REDUÇÃO DE VIBRAÇÕES COM A TÉCNICA DE CONTROLE *FEEDFORWARD* ASSOCIADA COM A TÉCNICA DE CONTROLE *FEEDBACK* – MODELO 3 122

CAPÍTULO 7 – *ANÁLISE DO CONTROLE DE VIBRAÇÕES EM FUNÇÃO DA POSIÇÃO DO MANCAL MAGNÉTICO ATIVO OPERANDO COM A TÉCNICA FEEDBACK*

7.1 – INTRODUÇÃO 124
7.2 - FORMULAÇÃO DOS DADOS APRESENTADOS NO DECORRER DAS ANÁLISES 125
7.2.1 - REDUÇÃO DA VIBRAÇÃO RMS NA FREQÜÊNCIA SUB-SÍNCRONA (REDUÇÃO RMS SUB-SÍNCRONA) 126
7.2.2 - REDUÇÃO DA VIBRAÇÃO RMS NA FREQÜÊNCIA SÍNCRONA (REDUÇÃO RMS SÍNCRONA) 127
7.2.3 - MÁXIMA AMPLITUDE DE DESLOCAMENTO DO EIXO NO PONTO ONDE ESTÁ LOCALIZADO O MMA (MÁXIMO DESLOCAMENTO) 127
7.2.4 - MÁXIMA MAGNITUDE DA CORRENTE DE CONTROLE (MÁXIMA I_P) 128
7.2.5 - MAGNITUDE DA FORÇA DE CONTROLE NA FREQÜÊNCIA SUB-SÍNCRONA (FORÇA DE CONTROLE SUB-SÍNCRONA) 128
7.2.6 - MAGNITUDE DA FORÇA DE CONTROLE NA FREQÜÊNCIA SÍNCRONA (FORÇA DE CONTROLE SÍNCRONA) 129

7.2.7 - REDUÇÃO DA VIBRAÇÃO LOCAL NA FREQÜÊNCIA SUB-SÍNCRONA (REDUÇÃO LOCAL SUB-SÍNCRONA) 129
7.2.8 - REDUÇÃO DA VIBRAÇÃO LOCAL NA FREQÜÊNCIA SÍNCRONA (REDUÇÃO LOCAL SÍNCRONA) 129
7.3– ANÁLISE DO CONTROLE *FEEDBACK* PARA O ROTOR DO MODELO 1 130
7.3.1 – ANÁLISE DO POSIOCIONAMENTO DO MMA PARA REDUÇAO DA VIBRAÇÃO GLOBAL NO MODELO 1 130
7.3.2 - ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DO ROTOR DO MODELO 1 PELAS VIBRAÇÕES LOCAIS 135

CAPÍTULO 8 – *APLICAÇÃO DO CONTROLE ATIVO TIPO FEEDFORWARD ASSOCIADO COM O TIPO FEEDBACK*

8.1 – INTRODUÇÃO 139
8.2 – ANÁLISE DA REDUÇÃO DE VIBRAÇÃO NO ROTOR MODELO 2 DEVIDO ÀS PERTURBAÇÕES SÍNCRONAS E SUB-SÍNCRONAS 141
8.2.1 – CARACTERIZAÇÃO DO MODELO 2 141
8.2.2 – ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS ATUADORES NO MODELO 2 143
8.2.3 – ANÁLISE DE DESEMPENHO DO SISTEMA DE CONTROLE COM UM SENSOR DE ERRO ACOPLADO AO ROTOR MODELO 2 E MMA 1 COMO ATUADOR 147
8.2.4 – ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS SISTEMA DE CONTROLE COM DOIS SENSORES DE ERRO ACOPLADOS AO ROTOR MODELO 2 E MMA 1 E MMA 2 COMO ATUADORES 155
8.2.5 – ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS SISTEMA DE CONTROLE COM TRÊS SENSORES DE ERRO ACOPLADOS AO ROTOR MODELO 2 E MMA 1 E MMA 2 COMO ATUADORES 161
8.2.6 – COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO DOS SISTEMAS DE CONTROLE *FEEDBACK* E *FEEDFORWARD* 167
8.3 – ANÁLISE DA REDUÇÃO DE VIBRAÇÃO NO ROTOR MODELO 3 DEVIDO ÀS PERTURBAÇÕES SÍNCRONAS E SUB-SÍNCRONAS 172
8.3.1 – CARACTERIZAÇÃO DO MODELO 3 172
8.3.2 – ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS ATUADORES NO MODELO 3 174
8.3.3 – ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS SISTEMA DE CONTROLE COM UM SENSOR DE ERRO ACOPLADO AO ROTOR MODELO 3 174

8.3.4 – ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS SISTEMA DE CONTROLE COM DOIS SENSORES DE ERRO ACOPLADOS AO ROTOR MODELO 3 179
8.3.5 – ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS SISTEMA DE CONTROLE COM TRÊS SENSORES DE ERRO ACOPLADOS AO ROTOR MODELO 3 183

CAPÍTULO 9 – *CONCLUSÕES*

9.1 – CONCLUSÕES 189
9.2 – SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS 193

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 194

ANEXOS

ANEXO A – TUTORIAL: APRESENTAÇÃO DE UMA INTERFACE GRÁFICA PARA A UTILIZAÇÃO DOS CÓDIGOS COMPUTACIONAIS DESENVOLVIDOS 206
ANEXO B – APLICAÇÃO PRÁTICA DE UM SISTEMA DE CONTROLE *FEEDFORWARD* PARA DEPURAÇÃO DE VOZ EM AMBIENTES RUIDOSOS 230
B.1 - MODELAGEM PELA TÉCNICA DAS FONTES EQUIVALENTES 231
B.1.1 - EQUAÇÃO DE KIRCHHOFF – HELMOLTZ 231
B.1.2 - FORMULAÇÃO MATRICIAL DA TÉCNICA DA FONTE EQUIVALENTE 233
B.2 - MODELAGEM: PREPARO, AJUSTE E VALIDAÇÃO DO MODELO NUMÉRICO 237
B.3 – CONTROLE FEEDFORWARD: DEPURAÇÃO DE VOZ E ATENUAÇÃO DE RUÍDOS 253

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 - SOBRE OS MANCAIS MAGNÉTICOS ATIVOS

Os mancais magnéticos renovaram o conceito de mancais e suas aplicações. Diferentemente da força mecânica de reação presente nos mancais de deslizamento e fluidodinâmicos, os mancais controlados por forças magnéticas suportam cargas radiais ou axiais utilizando-se do princípio de forças magnéticas para a levitação do eixo. Atualmente os Mancais Magnéticos Ativos (MMAs) têm tecnologia testada para uma vasta gama de aplicações industriais (KASARDA, 2000, JI; LEUNG, 2003, AUCHET et al., 2004 e KHANFIR; BONIS; REVEL, 2005). Suas aplicações incluem pequenas bombas turbomoleculares de alta velocidade (~60.000 rpm), grandes turbomáquinas (até 35 ton.), motores a jato e aplicações biomédicas, tais como dispositivos de assistência cardiovascular artificiais.

Quando comparados com os mancais convencionais hidrodinâmicos e de rolamento, os mancais magnéticos admitem altas velocidades superficiais com baixa perda de potência (ALLAIRE et al., 1999). Seu uso resulta em uma manutenção diferenciada do sistema e em uma economia associada aos gastos com lubrificante. Também, a não necessária lubrificação permite ao MMA operar em condições de altas temperaturas e em ambientes com vácuo. Uma outra característica importante dos MMAs é que possuem a capacidade adicional de operar como atuador de sistemas de controle ativo de vibração de máquinas rotativas, sendo que um

sistema de mancal magnético consiste de quatro componentes básicos: atuador magnético, controlador eletrônico, amplificador de potência e sensor de posição do eixo.

Os mancais magnéticos não requerem óleo lubrificante, de modo que são bem apropriados para aplicações em indústrias alimentícias e farmacêuticas, na bioengenharia (bombas cardíacas, por exemplo) e em bombas centrífugas, nas quais óleo lubrificante não pode ser empregado. Também podem operar às mais elevadas ou às mais baixas temperaturas que os mancais lubrificados com óleo.

Esses novos mancais, que utilizam forças eletromagnéticas para suportar o rotor sem contato mecânico, suportam cargas radiais ou axiais e, devido a isso, são classificados em mancais magnéticos radiais ou mancais magnéticos axiais, respectivamente. A Figura 1.1 apresenta um mancal magnético radial comercializado pela empresa canadense *Revolve Magnetic Bearing Incorporated*. Pode-se ver claramente os enrolamentos dos magnetos e o material ferromagnético que deverá ser fixado ao eixo.

Figura 1.1 – Mancal magnético radial.

De certa maneira, os mancais magnéticos se assemelham aos motores elétricos com o atuador magnético construído de material magnético eletromagneticamente ativado por um enrolamento (bobinas).

Dentre as principais vantagens que os MMA possuem, podem-se listar aqui as mais significativas como a baixa perda de carga (baixo consumo de potência) e a longa vida, uma vez que o desgaste entre rotor e estator não ocorre devido ao não contato entre ambos. Enquanto que nos mancais fluidodinâmicos ocorrem elevadas perdas por fricção devido ao efeito de cisalhamento do óleo, nos mancais magnéticos as perdas são devidas a alguma resistência do ar (muito baixa), correntes parasitas e histerese. Também, as perdas associadas

à bomba de óleo, filtros e tubulações dos mancais fluidodinâmicos são excessivamente maiores que as perdas nos amplificadores de potência dos mancais magnéticos. As demais perdas nos MMAs estão relacionadas às condições do meio em que operam.

A grande limitação presente nos mancais magnéticos, além do alto custo inicial de instalação, diz respeito à sua capacidade de carga quando comparado com os mancais convencionais. Ou seja, quando a carga é elevada, as grandes dimensões dos mancais magnéticos e, por conseqüência, o elevado custo do projeto, podem inviabilizar a aplicação.

1.2 - O PRINCÍPIO DA LEVITAÇÃO MAGNÉTICA

A levitação magnética ativa é baseada na força de atração exercida por um eletromagneto em um corpo ferromagnético, como mostra a Figura 1.2, onde x_s é o deslocamento sofrido pelo corpo, f_m é a força magnética, mg é a força peso e i_p é a corrente elétrica de controle. Uma unidade de controle ajusta a corrente que irá passar pelo eletromagneto de acordo com o deslocamento sofrido pelo eixo que foi medido pelo sensor de deslocamento e então o corpo é mantido em suspensão. Se o corpo ferromagnético acoplado ao eixo estiver acima da posição desejada, o controlador reduz a corrente que passa pelo magneto e com ela a força magnética. Se o corpo está abaixo da posição desejada, a corrente então é acrescida de um valor medido pelo controlador.

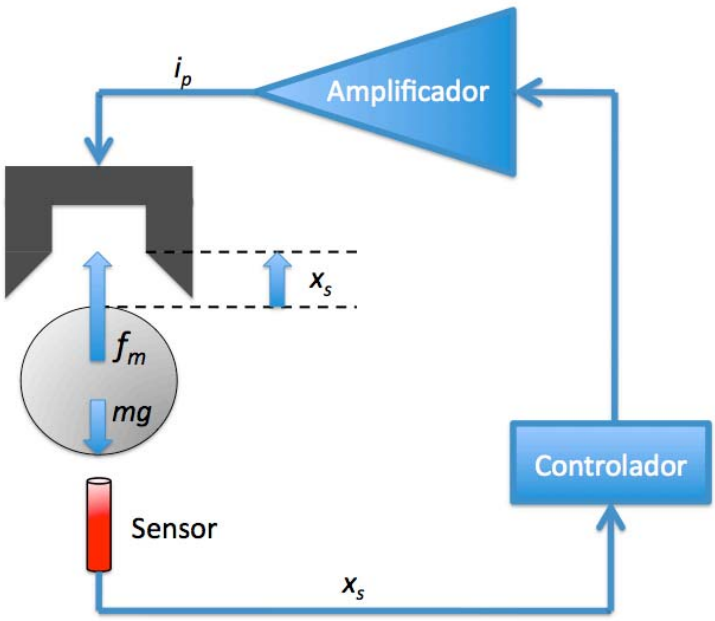


Figura 1.2 - O princípio da levitação eletromagnética.

Entretanto, um único eletromagneto não é capaz de estabilizar todos os graus de liberdade de um rotor. Assim, um arranjo de dois eletromagnetos colocados opostamente (também chamado de arranjo diferencial) é necessário para apenas orientar a posição do rotor em uma direção. Dois pares de eletromagnetos posicionados em ângulos retos entre si formam um "mancal radial", sendo possível o controle de posição em duas direções, por exemplo. Assim como um mancal de esferas, essa configuração é capaz de segurar o rotor em uma posição em um plano. Uma unidade de controle modula a corrente elétrica em cada eletromagneto de acordo com o deslocamento do eixo medido no sensor.

1.3 - APLICAÇÕES COMERCIAIS

Embora novas aplicações comerciais dos MMAs continuem a surgir, dois tipos de aplicações em máquinas rotativas têm historicamente representado a maioria dos equipamentos que utilizam o mancal magnético em bases comerciais. Primeiramente deve-se mencionar a classe das turbomáquinas, incluindo compressores centrífugos, turboexpansores, turbinas, dentre outros. Um exemplo da aplicação de mancais magnéticos em turbinas de avião é ilustrado na Figura 1.3.

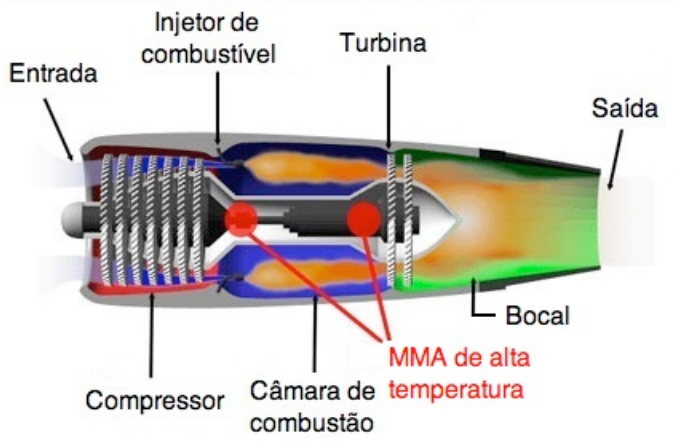


Figura 1.3 – Exemplo de aplicação de MMA em turbinas aéreas.
(http://asl.epfl.ch/research/projects/MagneticBearings/MagneticBearing.php. Acesso em 20/05/2009)

Menciona-se também a bomba turbomolecular, tal como as usadas em indústria de semicondutores para se criar um ambiente de vácuo. Outras aplicações comerciais incluem ainda máquinas ferramentas, tubos para raios-X, cortadores de nêutrons e bombas criogênicas.

Ainda, empresas especializadas neste produto o classificam em: mancais magnéticos industriais (Figura 1.4) e mancais magnéticos de alta temperatura, ambos para uso aeroespacial, defesa (militar) e industrial (http://www.synchrony.com/. Acesso em 10/08/2008).

Figura 1.4 - Mancal Magnético industrial.
(http://www.synchrony.com/products/indmb.cfm.htm. Acesso em 10/08/2008)

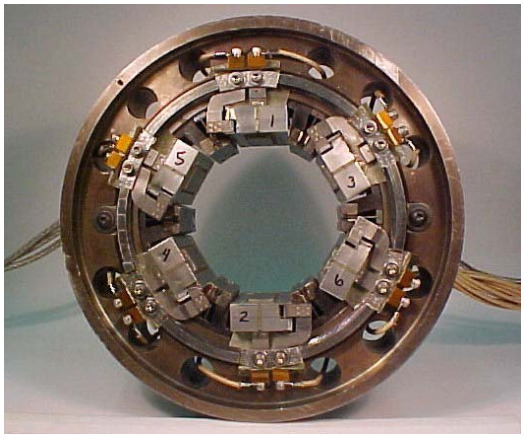


Figura 1.5 - Mancal Magnético para altas temperaturas.
(http://www.synchrony.com/products/htmb.cfm.htm. Acesso em 10/08/2008)

Os mancais magnéticos são ideais para aplicações em salas limpas, uma vez que eles não requerem lubrificação e são capazes de operar sem gerar partículas. Na indústria de semi-condutores os mancais magnéticos são usados em bombas turbomoleculares, bombas de fluídos de ultrapressão e em sistemas de rotação de água. Como uma tecnologia altamente realizável, estes dispositivos estão emergindo dentre os produtos biomédicos como por exemplo em bombas sanguíneas, equipamentos para auxílio da respiração e bioreatores.

Outros campos de aplicação incluem turbocompressores, expansores para recirculação de gás, moedores e processadores de alta velocidade, scanners ópticos e instrumentos científicos.

Exemplificando uma das aplicações mencionadas acima, cita-se algumas das aplicações da tecnologia destes dispositivos na área biomédica, área na qual a tecnologia dos MMAs vem sendo intensivamente estudada. Duas das mais promissoras aplicações são as bombas de sangue extracorpórea e corações artificiais projetados para pessoas que necessitam de aparelhos para manter suas funções cardíacas em pleno funcionamento. Como nas turbomaquinas, o uso do princípio dos MMAs nesta área elimina os problemas associados com a lubrificação que é utilizada em mancais convencionais. Muitas das bombas de sangue e corações artificiais convencionais consistem basicamente em bombas centrífugas suportadas por mancais de rolamento. Frequentemente, esses mancais são lubrificados com o próprio sangue para que não haja risco de contaminação com o uso de outros lubrificantes. Entretanto, além do sangue ser um pobre lubrificante, as esferas do rolamento tendem a danificar as células sanguíneas, causando problemas de coagulação para os pacientes. A Figura 1.6 apresenta uma foto deste dispositivo.

Figura 1.6 - Sistema Extracorpóreo de Bombeamento de Sangue CentriMag®: Módulo controlador e bomba sanguínea de acionamento sem mancal (esquerda) e componente plástico pelo qual o sangue é bombeado (direita). (http://www.levitronix.com/Medical.OUS.php. Acesso em 10/08/2008)

A parte plástica superior deste dispositivo é o compartimento de sangue enquanto que a parte inferior de metal é a estrutura que aloja o mecanismo de acionamento sem mancal. A Figura 1.7 mostra a seção transversal de uma dessas bombas. O fluido entra pela parte superior e é bombeado para fora pela saída orientada radialmente. Uma roda centrífuga de

plástico está localizada no rotor que também tem magnetos permanentes integrados. Os magnetos permanentes são magnetizados na direção radial permitindo a geração de torque e de dois eixos de forças radiais. Os dentes de metal do estator estão localizados ao redor do rotor na parte de fora do compartimento de plástico. Os dentes do estator são dobrados em uma forma de "C" e, dessa forma, o diâmetro da bomba é minimizado. O motor e as espiras de suspensão são envolvidos em volta do dente do estator e as espiras de suspensão são operadas em modo diferencial para minimizar as necessidades de corrente elétrica. Apenas duas forças magnéticas são ativamente reguladas, entretanto, o rotor é suspendido passivamente para restringir a propulsão e os movimentos de inclinação, e também o diâmetro do rotor e sua espessura são cuidadosamente projetados para se obter uma suspensão magnética estável com apenas dois eixos de suspensão ativa. Não há vedação mecânica nesta bomba e então não é esperado que ocorram vazamentos.

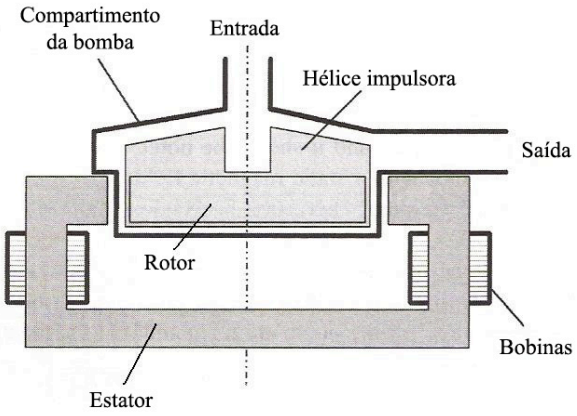


Figura 1.7 – Seção transversal de uma bomba compacta . (CHIBA *et al.*, 2005, Cortesia: Levitronix GmbH)

As aplicações para este tipo de bomba são bombas sanguíneas externas, bombas de processos químicos, bombas de processamento alimentício e outras aplicações de bombas onde a vedação mecânica deve ser evitada. A seguir, a Figura 1.8 mostra um esquema da aplicação deste dispositivo como bomba sanguínea externa.

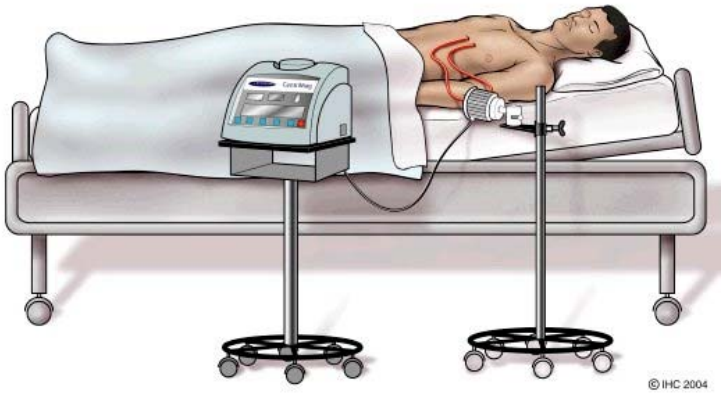


Figura 1.8 – Esquema do uso do *CentriMag*® VAS: Paciente e a bomba sanguínea de acionamento sem mancal. (http://www.levitronix.com/Medical.OUS.php. Acesso em 10/08/2008)

Similarmente à bomba extracorpórea *CentriMag*®, a empresa *Levitronix*, em colaboração com a empresa *Throratec Corporation*, vem desenvolvendo uma bomba sanguínea intracorpórea de longo termo chamada de *HeartMate*® *III* (Figura 1.9). O sistema da *Throratec HeartMate III* é baseado na tecnologia do motor sem mancal que combina acionamento, mancal magnético e funções de bombeamento em um único equipamento. Uma vez que a *HeartMate*® *III* é designada para fins terapêuticos, ela também incorpora tolerância à falha fornecendo um alto grau de qualidade e segurança ao paciente. A bomba é fabricada externamente de titânio e todas as superfícies de contato com o sangue foram criadas usando uma textura única a qual promove a formação de uma fina camada de fibrina e colágeno que, com o passar do tempo, essa superfície se assemelha com a superfície interior dos vasos sanguíneos naturais. Assim, quando implantadas no diafragma, essa superfície permite o bombeamento com anticoagulantes e antiplaquetários mínimos.

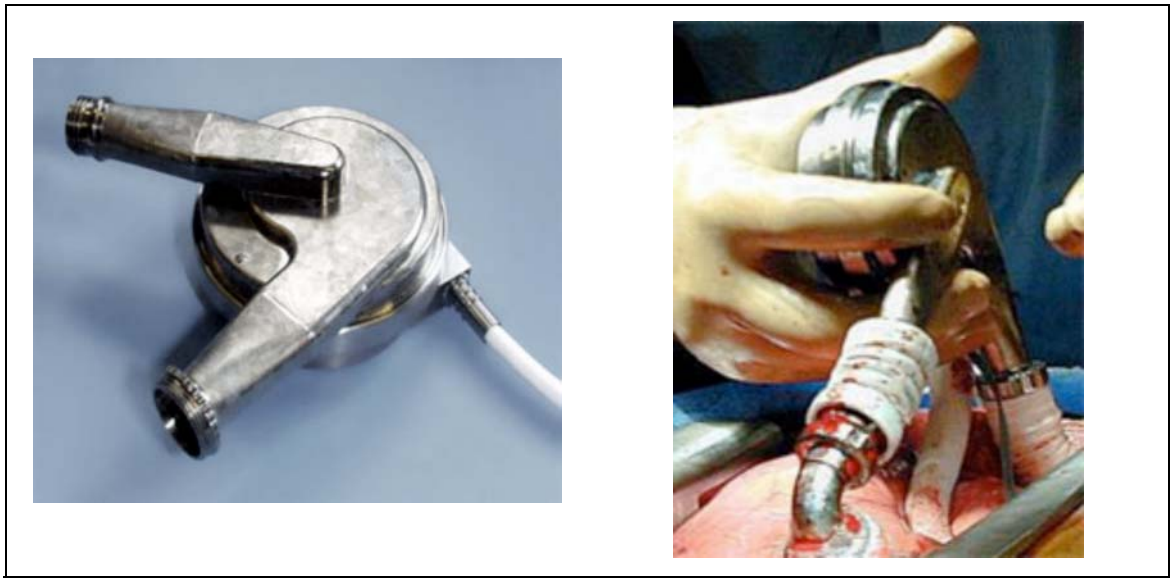


Figura 1.9 – Equipamento de assistência ventricular (*HeartMate III*®) sob desenvolvimento com *Levitronix* e *Throratec Corporation*. (http://www.levitronix.com/ResearchDevelopment.BloodPumps.php. Acesso em 15/05/2009)

A empresa *Levitronix* ainda está desenvolvendo uma pequena e leve bomba sanguínea extracorpórea de longo termo baseada na tecnologia de motor sem mancal (Figura 1.10). O equipamento é fabricado de titânio e é projetado para prover pacientes adultos e pediátricos de auxílio circulatório sanguíneo.

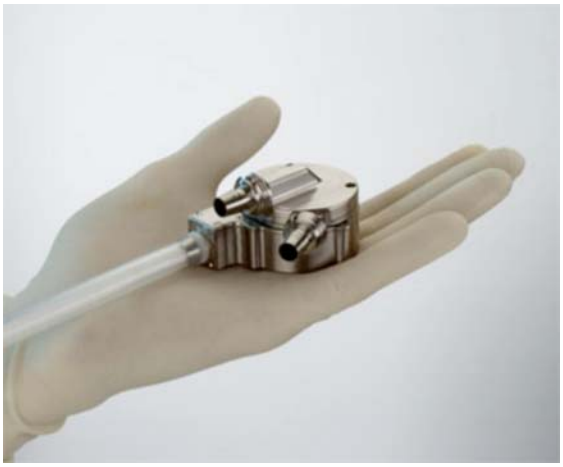


Figura 1.10 – *Levitronix*® *UltraMag*^{TM}, bomba sanguínea extracorpórea de longo termo. (http://www.levitronix.com/ResearchDevelopment.BloodPumps.php)

Dessa forma, pode-se observar que pesquisas e patentes que usam a tecnologia de levitação magnética estão em constante evolução e, inserido neste meio, encontram-se os

mancais magnéticos, que se mostram alvos de novas aplicações industriais e desenvolvimento tecnológico, (CHIBA et al., 2005).

Uma aplicação que também merece destaque é o uso de mancais magnéticos para aplicações em baterias eletromecânicas espaciais (chamadas de *Flywheel Energy Storage - FES)*, desenvolvida pela *NASA (National Aeronautics and Space Administration)*. Este dispositivo opera acelerando um rotor (*flywheel*) para uma velocidade muito alta a fim de manter a energia do sistema como energia rotacional. A maioria dos sistemas dos *FES* usam eletricidade para acelerar e desacelerar o *flywheel*, porém dispositivos que usam energia mecânica diretamente estão sendo desenvolvidos. Um exemplo de *FES* pode ser encontrado na Figura 1.11, que apresenta seus componentes através de um corte transversal. Sistemas avançados de *FES* possuem rotores feitos de filamentos de carbono composto de alta resistência suspensos por mancais magnéticos e operam em velocidades de 2.0000 a 50.000 rpm em um ambiente à vácuo. Tais *flywheels* podem aumentar sua velocidade em questão de minutos, muito mais rápido que outras formas de armazenamento de energia (http://en.wikipedia.org/wiki/Flywheel_energy_storage. Acesso em 30/06/09).

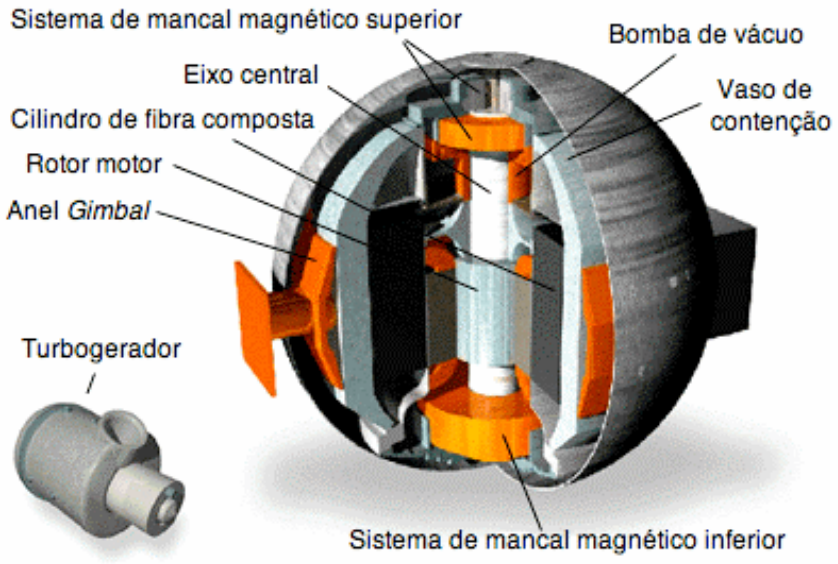


Figura 1.11 – Exemplo de um *Flywheel Energy Storage*
(http://www.upei.ca/~physics/p261/projects/flywheel2/flywheel2.htm. Acesso em 30/06/09)

Outra aplicação deve ser mencionada é a utilização de mancais magnéticos em processos de enriquecimento do urânio para produção de energia nuclear. A tecnologia de enriquecimento de urânio é conhecida e aplicada, comercialmente, por apenas sete países, além do Brasil, sendo eles: EUA, França, Rússia, Grã-Bretanha, Alemanha, Japão e Holanda.

Desses países, os dois primeiros utilizam a difusão gasosa, que é considerada obsoleta, pois consome vinte e cinco vezes mais energia do que a tecnologia de ultracentrifugação, empregada pelo Brasil e demais países. Cabe ser mencionado que existe uma diferença marcante entre a tecnologia de ultracentrifugação desenvolvida no Brasil e aquela utilizada pelos outros cinco países mencionados acima. O rotor da ultracentrífuga desenvolvida nesses países gira apoiado em um mancal mecânico, enquanto o rotor desenvolvido no Brasil gira levitando por efeito eletromagnético, o que reduz o atrito e, conseqüentemente, os desgastes e a manutenção. Não existem informações de que algum outro país tenha desenvolvido tecnologia semelhante à brasileira e como resultado de grande esforço nacional, o Brasil tem capacidade de fabricar o próprio combustível nuclear, sem nenhuma dependência externa, e o conhecimento para projetar e construir plantas nucleares de potência, que custam no mercado internacional acima de três bilhões de dólares cada. De acordo com a *International Energy Agency (IEA)* e a *World Nuclear Association (WNA)*, cerca de 16% da matriz energética mundial é nuclear (no Brasil, apenas 2,2%), resultante da operação de 439 reatores, que geram 372.002 Megawatts elétricos (MWe) (https://www.mar.mil.br/pnm/pnm.htm. Acesso em 30/06/09). Essa energia nuclear pode ser utilizada tanto em usinas nucleares para produção de energia elétrica como também para propulsão de um meio de transporte naval. Como exemplo, apresenta-se na Figura 1.12 um layout de um submarino atômico, que faz uso dos mancais magnéticos no seu reator nuclear e também pode ser utilizado para que as vibrações provenientes de seu funcionamento não sejam transmitidas à fuselagem, função estratégica para o poder bélico.

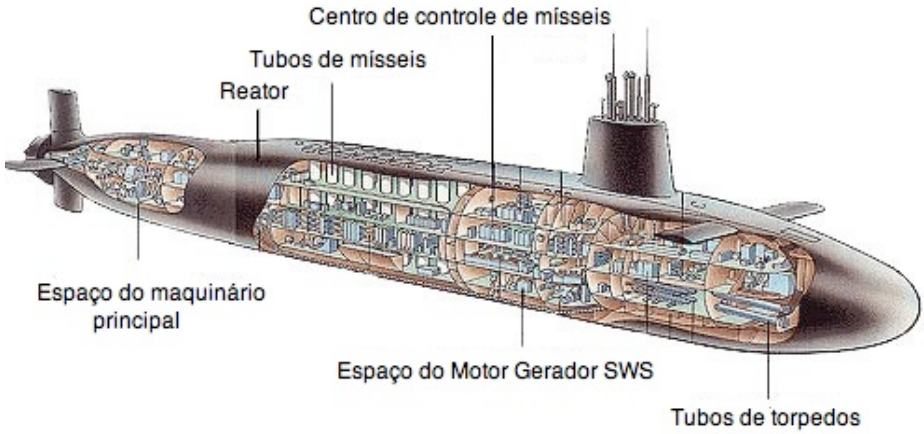


Figura 1.12 – Layout de um submarino atômico
(http://www.defenseindustrydaily.com . Acesso em 30/06/09)

1.4 - MOTIVAÇÃO DO ESTUDO DE MANCAIS MAGNÉTICOS ATIVOS

Um dos pontos cruciais no cenário de vibrações de rotores é o caso da instabilidade que induz vibrações sub-síncronas que quando descontroladas podem resultar em falhas ou mesmo em piores condições de operações do sistema quando comparados com os máximos de desempenho especificados em projeto. Atualmente, muitos tipos de mecanismos de instabilidades têm sido identificados. Como exemplos, pode-se citar Alford (1965) (citado por KASARDA et al., 2004) que quantificou as instabilidades aerodinâmicas causadas pelo efeito de forças devido às variações das folgas no percurso das lâminas em compressores de escoamento axial; e Kirk e Miller (1977) que estudaram a influência de óleos confinados hermeticamente à alta pressão na estabilidade de um tubo compressor, apresentando algumas diretrizes para se evitar as perturbações da vibração sub-síncrona.

Outro fator igualmente importante é a quantidade de desbalanceamento residual em rotores que conduz a uma excitação síncrona na freqüência de rotação. Neste contexto, os amortecedores magnéticos ativos (*Active Magnetic Dampers - AMDs*) representam uma promissora tecnologia para redução ou eliminação das vibrações sub-síncronas independentemente de qual seja a fonte de excitação. Usado em conjunto com mancais convencionais de contato, o *AMD*, que é um mancal magnético ativo, pode ser usado em localizações estratégicas do rotor para efetivamente adicionar amortecimento com ou sem rigidez adicional, modificando, assim, a resposta de vibração do rotor.

A solução de controle ativo mais comum em máquinas rotativas é através do uso de mancais magnéticos ativos. A partir da levitação do rotor no interior de um campo magnético e as suas conseqüentes vantagens, como o baixo atrito e a quase ausência de manutenção, fizeram dos MMA um dispositivo usado em uma variedade de aplicações em sistemas que operam a altas velocidades, seja em trens que levitam magneticamente sobre os trilhos (STEPHAN et al., 2004) ou mesmo em pequenas máquinas elétricas, como motores lineares e *bearingless motors* (CHIBA, 2002). Os MMAs mudaram as aplicações de rotores notavelmente ao permitirem que máquinas rotativas operem em velocidades cada vez mais elevadas. O rotor industrial mais rápido de que se tem registro opera a uma velocidade de 6 kHz e a velocidade é limitada devido à resistência do material do rotor e não pelo comportamento de ressonância do sistema (SCHWEITZER; BLEURER; TRAXLER, 1994).

Com o advento dos MMAs também se tornaram possíveis construções de sistemas inteligentes para rotores nos quais os atuadores magnéticos possuem outras funções além da

função básica de suporte. Neste caso, eles também podem ser usados para a identificação de desgaste ou falha, compensação de desvio de processos, otimização da vida da máquina, dentre outras análises, como pode ser encontrado nos trabalhos de Aenis et al. (2002), Mani et al. (2006), Zhu et al. (2003) e Furtado (2008).

Um trabalho interessante que utiliza mancais magnéticos como atuadores é o de Piper et al. (2005). Neste trabalho os autores estudaram um sistema de controle ativo de ruído provocado por um ventilador de fluxo axial usando mancais magnéticos ativos. O ventilador foi conectado a um motor por um eixo rígido pequeno apoiado por mancais magnéticos. Utilizaram-se os mancais magnéticos como atuadores para controlarem a posição do eixo, fazendo com que o ventilador vibrasse a uma freqüência e amplitude desejadas. Esta estratégia de controle ativo funciona analogamente a um sistema de controle que utiliza um alto–falante para contrapor à fonte de ruído indesejado. Um processador de sinal digital foi implementado usando um algoritmo de mínimo médio quadrático. A resposta desse algoritmo de controle comanda a ação do controlador do mancal magnético. O esquema de controle usado por Piper et al. (2005) é mostrado na Figura 1.13.

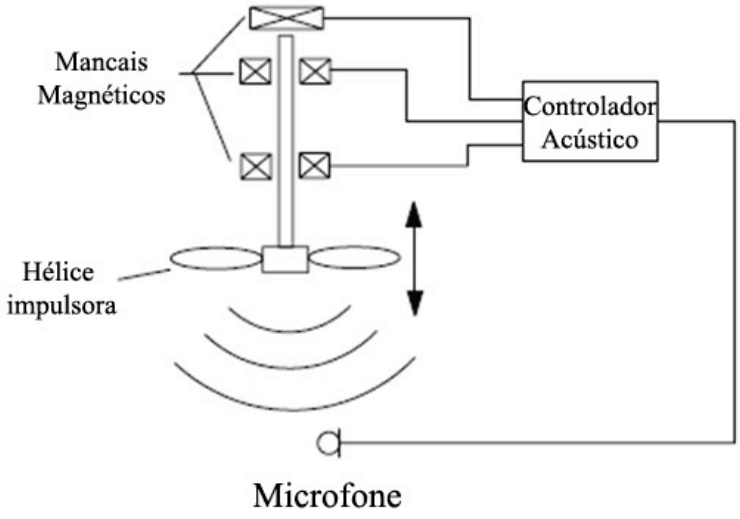


Figura 1.13 – Esquema do sistema de controle ativo de ruído com o uso de MMAs

Outro trabalho que pode ser mencionado é o de Shi et al. (2004), no qual os autores desenvolveram algoritmos de controle adaptativo para minimizar vibrações medidas em rotores através do ajuste da amplitude e da fase de um sinal sincrônico injetado sobre o sinal de controle *feedback* do mancal magnético. Neste trabalho dois métodos foram analisados. O primeiro foi a aplicação de técnicas que utilizam filtros adaptativos *x*-filtrado para atenuar

diretamente os deslocamentos do rotor (ou corrente de controle), e é referido como método direto. O segundo minimiza a magnitude do sinal de erro do mancal magnético e é referido como método indireto para atenuar as perturbações síncronas. Neste trabalho são apresentados resultados experimentais mostrando a eficácia dos algoritmos para a redução das vibrações.

Alguns sistemas de controle ativo com mancais magnéticos são empregados conjuntamente com sistemas de controle de falhas ou de diagnose de falhas. Cole et al. (2004) por exemplo, analisaram um projeto de sistema de controle de um rotor com mancais magnéticos integrado com alguns métodos de controle de falhas toleráveis no rotor. Segundo os autores, uma avaliação do sistema permitiu estabelecer os possíveis modos de falhas, as quais foram classificadas como internas ou externas ao sistema de controle ativo dos mancais magnéticos. Uma melhoria na tolerância das falhas externas é alcançada utilizando um controlador H_∞ com o critério de rejeição da perturbação otimizado. A análise da tolerância para falhas internas requer a integração de um sistema de controle adicional que inclui um algoritmo para a detecção da falha e um algoritmo para supervisionar e re-configurar o controle na ocorrência desta falha. Muitas outras recentes publicações têm demonstrado a eficiência dos atuadores magnéticos em sistemas de controle ativo de rotores, entre elas podem ser citadas Jang et al. (2005), Kasarda et al. (2004), Zhu et al. (2003).

Vale citar também as pesquisas e aplicações realizadas com a utilização de motores com mancais magnéticos. Um novo conceito de motores AC que não usam mancais para suporte foi introduzido dentro da tecnologia de acionamento no final dos anos de 1980 e desde então a teoria e a prática desses aparelhos vêm sendo estudadas. A aplicação dos acionamentos sem suporte mecânico surge como uma importante técnica na área de máquinas rotativas de velocidades elevadas e controle de movimento. Juntamente com muitos pesquisadores, pode-se citar Chiba et al. (2005) que apresenta um verdadeiro *handbook* sobre esta recente tecnologia. Algumas vantagens do uso de motores com mancais magnéticos residem na solidez, pois o uso desses aparelhos fornece ao sistema freqüências críticas mais elevadas; no baixo custo, pois o número de fios e inversores são menores ao se usar este tipo de motor; e na elevada geração de potência, pois quando comparado com eixos de mesmo tamanho, o motor com mancal magnético pode gerar níveis mais elevados de potência. Atualmente, ao citar algumas tecnologias relacionadas a este tipo de motor pode-se listar a aceitação e experiência industrial, a estratégia de posicionamento radial bem como o alinhamento do centro de rotação inercial, o baixo nível de ruído e também a rápida resposta dos sensores de deslocamento radial. Um exemplo para a aplicação ótima desta tecnologia *bearingless drive* pode ser encontrada em Gomes et al. (2006).

As duas abordagens principais usadas para o controle ativo de ruído e vibrações em sistemas e estruturas mecânicas são: *feedback (linear time invariant feedback)* e *feedforward (adaptive disturbance feedforward)*. As características dessas duas arquiteturas de controle e suas aplicações estão bem fundamentadas nos trabalhos de Widrow e Stearns (1985), Meirovitch (1990), Fuller et al. (1996) e uma vasta teoria sobre processamento de sinais para controle ativo pode ser encontrada em Elliot (2001).

Como se pode observar, algumas pesquisas têm sido conduzidas com o uso dos *AMDs* para a redução das vibrações síncronas de rotores, porém, em seus trabalhos, os autores não têm analisado a redução de vibrações sub-síncronas com controle ativo. Kasarda et al. (2004) cita que Schweitzer (1985) demonstrou, analítica e experimentalmente, que uma considerável redução das amplitudes de ressonância pode ser conseguida usando amortecedor ativo em vigas flexíveis e em rotores flexíveis suportados por mancais convencionais. No mesmo trabalho, a autora também cita que Nikolajsen et al. (1979) demonstrou o uso de *AMDs* para a supressão de vibrações em longos eixos de transmissão. Assim, destaca-se o trabalho de Kasarda et al. (2004), quem demonstrou experimentalmente que a localização do *AMD* em um rotor com um disco rígido e dois mancais magnéticos possui um importante papel no desempenho do controle devido às formas modais, e reportou que uma significante redução, acima de 93%, foi atingida em vibrações sub-síncronas. O estudo também mostra que o *AMD* pode significativamente aumentar a resposta à vibração síncrona (218% em um caso) pelo aumento da rigidez do sistema que leva a velocidade crítica próxima à velocidade de operação do rotor. A seguir, apresenta-se a foto de uma bancada de ensaios para a redução de vibração em um rotor durante um dos experimentos de Kasarda que ilustra, de maneira semelhante, o modelo de atenuação de vibração proposto para a simulação numérica dos modelos que utilizam a técnica de controle *feedforward* associada à *feedback* para a levitação do eixo com dois MMAs.

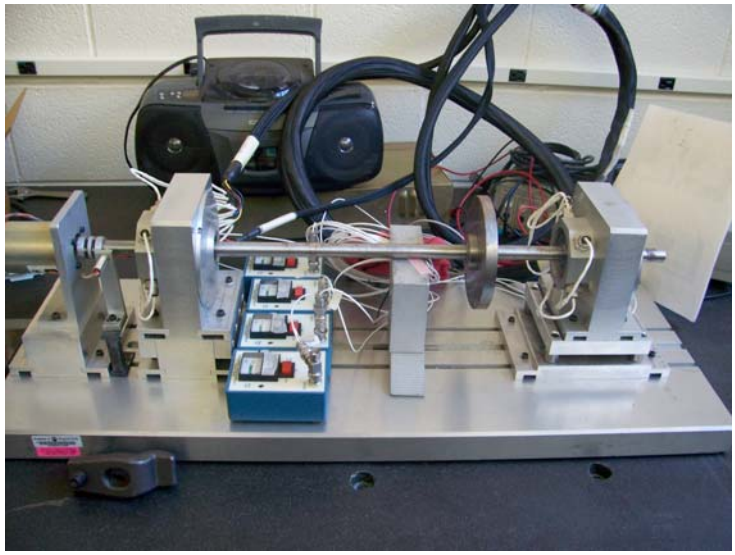


Figura 1.14 – Rotor suspenso com apenas dois mancais magnéticos em ensaio.
(Cortesia de Mary Kasarda, *Virginia Tech* – 2007)

Dessa forma, este projeto de pesquisa de Mestrado foi proposto como uma continuidade do projeto de Iniciação Científica (Processo FAPESP 06/01311-6), no qual o controle das vibrações foi realizado com um sistema ativo tipo *feedback* e o rotor apoiado em mancais convencionais. Como continuidade, propôs-se analisar o desempenho de uma alternativa de arquitetura de controle ativo que utiliza um sistema *feedforward* sobreposto ao sistema de controle *feedback* necessário para manter a estabilidade dos mancais magnéticos, que neste caso, funcionam como suportes do rotor e simultaneamente como atuadores do sistema de controle ativo, ou seja, tanto a atenuação de vibração do rotor como a sua sustentação serão realizadas por dois mancais magnéticos, não havendo mancais convencionais. Esta arquitetura foi proposta esperando-se obter melhores resultados do desempenho dos atuadores magnéticos na redução de vibrações síncronas e sub-síncronas do sistema, além de manter os MMAs em posições fixas e variar apenas a localização do sensor de erro, uma vez que nem todo projeto permite a mobilidade do atuador magnético ao longo do rotor e, dessa forma, torna-se fisicamente mais viável a procura pelo melhor posicionamento do sensor de erro.

1.5 - ESCOPO DO TRABALHO

Este trabalho está organizado em 9 capítulos. No capítulo 2, apresenta-se a teoria básica de mancais magnéticos ativos e o circuito eletrônico com os equipamentos utilizados

no controle ativo *feedback*. Além disso, são apresentadas as funções de transferências usadas nos dispositivos do circuito eletrônico com as quais se determina a função de transferência global do sistema de controle. Um modelo matemático é proposto para a determinação da rigidez e amortecimento equivalentes do mancal magnético em função de suas características construtivas e dos ganhos do controlador.

O capítulo 3 é dedicado à análise da influência da variação dos parâmetros do controlador PID na rigidez e no amortecimento dos mancais magnéticos e como estas características dinâmicas variam em função da freqüência de excitação.

Na seqüência, o capítulo 4, está dedicado aos fundamentos básicos do controle ativo de ruído e vibrações usando as estratégias de controle tipo *feedback*. Vale ressaltar que em relação aos sistemas de controle ativos, apresenta-se apenas uma breve introdução da teoria básica das técnicas estudadas, o suficiente para a compreensão da arquitetura de controle empregada neste trabalho para a redução de vibração em rotores. A teoria completa de controle ativo é bastante complexa, ampla e envolve várias áreas do conhecimento em engenharia, sendo necessária uma vasta revisão bibliográfica para o entendimento deste tema.

Uma abordagem sobre o tema de controle *feedforward* é apresentado no capítulo 5, no qual conceitos básicos referentes a esta técnica de controle adaptativo são discutidos.

Uma teoria, objetivando o desenvolvimento de modelos de rotores apoiados por mancais e utilizando o método da matriz de impedância, é apresentada no capítulo 6. A vibração foi considerada apenas na direção vertical e o efeito giroscópio foi desprezado O modelo foi desenvolvido considerando primeiramente o rotor como uma viga livre-livre e, em seguida, foram introduzidos os efeitos dinâmicos das massas concentradas e da rigidez e amortecimento equivalentes dos mancais através do método da matriz de impedância. A força síncrona e sub-síncrona foram introduzidas no modelo para se determinar o desempenho do sistema de controle ativo. Ainda no capítulo 6, apresentam-se os modelos de rotores teóricos estabelecidos para se realizar simulações à procura do melhor desempenho do atuador magnético na redução de vibração com o controle *feedback* e também o controle *feedforward* associado com o controle *feedback,* que é inerente ao funcionamento dos mancais magnéticos.

O capítulo 7 é destinado à apresentação dos resultados das simulações realizadas quando se utiliza apenas o controle *feedback* sobre o modelo que foi definido no capítulo anterior. Nestes resultados também faz-se o monitoramento da corrente elétrica e força de controle, assim como do *gap* do MMA para identificar possíveis saturações no dispositivo de controle.

O capítulo 8 apresenta os resultados com o controle ótimo realizado com a técnica de *feedforward* associada com o controle *feedback* inerente aos MMAs para atenuar-se as vibrações decorrentes de perturbações sub-síncronas e síncronas em diferentes valores de freqüências para diferentes arquiteturas de controle. Durante a análise do desempenho do sistema de controle considerando o número e o posicionamento de atuadores e sensores, a corrente elétrica, força de controle e a superação do *gap* dos MMAs são monitorados e recomendações de localização dos sensores são feitas para se fornecer as maiores reduções de vibrações RMS nas perturbações sub-síncronas e síncronas ou mesmo para se realizar o controle sem promover saturações nos mancais magnéticos. Além disso, superfícies com as magnitudes das vibrações locais para todas as possíveis combinações dos sensores nos nós de discretização do rotor são apresentadas e análises das reduções de vibração RMS para perturbações síncronas *versus* as correntes de controle solicitadas nos MMAs são realizadas para cada caso de controle investigado.

Por fim, o capítulo 9 foi é dedicado às principais conclusões e contribuições deste trabalho e nele também apresentam-se sugestões para trabalhos futuros.

O ANEXO A trás um tutorial da interface gráfica desenvolvida em ambiente *Matlab*® para a utilização dos códigos computacionais empregados neste trabalho. Vale ressaltar que toda a interface gráfica foi realizada em língua inglesa de maneira a facilitar seu uso com o tema de rotor e mancais magnéticos, além de seguir o idioma internacional para comunicações científicas. Assim, os resultados provenientes desta programação também são apresentados em inglês no decorrer deste trabalho. O desenvolvimento desta interface gráfica facilitou a utilização dos códigos computacionais desenvolvidos e contribuirá para o avanço do tema de pesquisa no qual este trabalho está inserido, facilitando seu entendimento e promovendo a realização de trabalhos futuros.

O ANEXO B apresenta uma aplicação prática da estratégia de controle *feedforward* no campo de acústica, campo no qual esta técnica teve seu surgimento e atualmente encontra-se bem difundida com diversas aplicações dentre atenuações de ruídos e vibrações. O estudo, que foi realizado no *Vibration and Acoustics Laboratories* (*Virginia Tech*, EUA), apresenta a depuração de voz em ambientes ruidosos para promover uma comunicação “limpa” e com ruídos atenuados.

CAPÍTULO 2

O ATUADOR MAGNÉTICO

2.1 - TEORIA BÁSICA DO ATUADOR MAGNÉTICO

Para todo método teórico algumas hipóteses devem ser adotadas a fim de se simplificar os problemas físicos. Conforme a teoria proposta por Allaire (1993), em um modelo teórico de mancal magnético são consideradas várias hipóteses conforme seguem: 1) os níveis de fluxo magnético são sempre abaixo do nível de saturação do material magnético; 2) os movimentos do eixo são pequenos quando comparados com o tamanho da folga do mancal; 3) a distribuição de fluxo magnético na seção transversal do estator é relativamente uniforme, e; 4) a perda elétrica é pequena. Na análise de um mancal magnético, algumas ou todas essas hipóteses podem ser violadas por um projeto particular de mancal. Isso não significa que o mancal não irá operar, mas significa que uma análise mais apurada, por elementos finitos, deve ser considerada em um projeto confiável de mancal magnético.

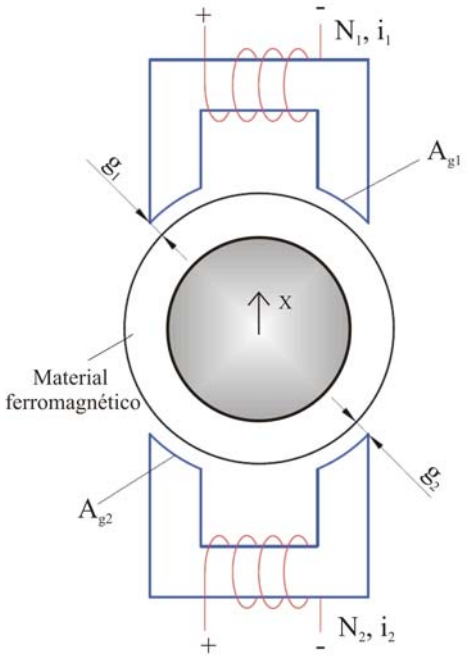


Figura 2.1 – Geometria básica da ação dupla de um atuador magnético.

A parte magnética do circuito, ilustrada na Figura 2.1, é construída de um material magnético ordinário tal como o aço silício ou de materiais que têm níveis elevados de saturação magnética, como é o caso do *"Vanadium Permendur"*. A folga entre o rotor e o estator tem espessura g e área A_g. O fluxo magnético é produzido em cada seção do atuador (em forma de ferradura) por um enrolamento de N espiras com uma corrente i fluindo através dele. Um amplificador de potência produz a corrente elétrica necessária no enrolamento. O caminho do fluxo de comprimento L passa pela seção do atuador, através das folgas no final de cada face dos pólos do atuador e através do material do rotor. A lei de *Ampère* indica que a intensidade do campo magnético H, induzido por N espiras enroladas ao redor de um caminho magnético fechado de comprimento L e conduzindo uma corrente elétrica i, é dada por,

$$H = \frac{Ni}{L} \tag{2.1}$$

Nesta equação, assume-se que a direção da intensidade do campo magnético é paralela ao caminho magnético e que a corrente no enrolamento é perpendicular ao caminho magnético. A quantidade Ni é denominada de força magneto motiva. O fluxo magnético ϕ no circuito é igual à densidade de fluxo B multiplicada pela área da face do pólo A_g, a qual é também a área de uma folga no circuito magnético,

$$\phi = BA_g \tag{2.2}$$

Nos circuitos magnéticos, muito da resistência magnética (chamada de relutância) reside nas folgas. O ar e outros materiais não-ferrosos têm aproximadamente as mesmas propriedades magnéticas. A densidade de fluxo em tais materiais é relacionada com a intensidade de campo magnético por uma relação linear (válida para muitos materiais não magnéticos),

$$B = \mu_0 H \tag{2.3}$$

onde a permeabilidade do espaço livre (ar) é,

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} (Hm^{-1}) \tag{2.4}$$

Os mancais magnéticos são normalmente construídos de um material magnético ferroso e com a menor folga possível (praticável) para minimizar a força magneto motiva requerida. Quase sempre, o fluxo magnético no mancal é determinado pela folga e a relutância do material ferro magnético pode ser desprezada comparada com a da folga. Um típico material ferro magnético empregado em um atuador tem uma curva de magnetização, *B* versos *H*, como ilustrada na Figura 2.2. A curva *B-H* é aproximadamente linear para uma grande faixa de *B*. A inclinação dessa curva na faixa linear é chamada de permeabilidade do material, μ.. Em geral, essa permeabilidade é expressa como o produto da permeabilidade do espaço livre, μ_0, vezes uma relativa permeabilidade para o material, μ_r. Assim, a relação *B-H* fica,

$$B = \mu_0 \mu_r H \tag{2.5}$$

Para elevados valores de *B*, a curva *B-H* não é linear. A região de deflexão da curva é denominada de região de saturação. Para um aço silício, a região de saturação tipicamente ocorre na faixa de 1,5 a 1,7 Tesla (1 Tesla = 10.000 Gauss). Com o avanço dos materiais magnéticos, tal como o *Vanadium Permendur*, essa faixa pode ocorrer em níveis bem mais elevados, atingido 2,2 a 2,4 Tesla. Quando a operação do mancal conduz o material

magnético a essa região, ele age como se tivesse um núcleo de ar. Portanto, nessa situação a força magneto motiva requerida é muito elevada e não econômica.

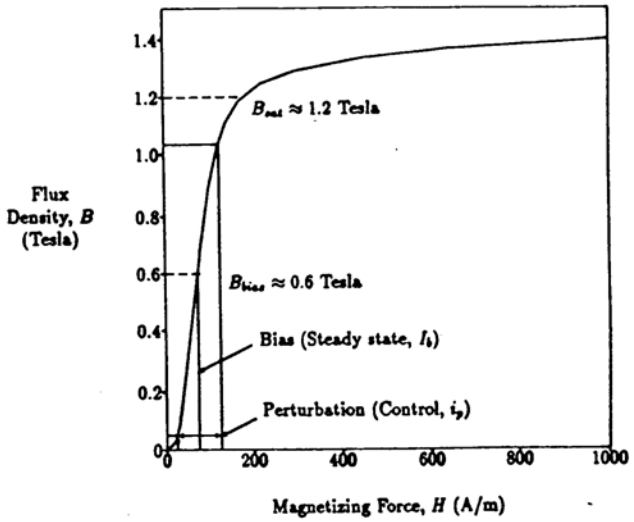


Figura 2.2 – Densidade de fluxo magnético (*B*) vs. intensidade de campo magnético (*H*) para o aço silício (Allaire,1993).

A densidade de fluxo *B* em cada folga do mancal é,

$$B = \frac{\mu_0 N i}{2g} \tag{2.6}$$

a qual é induzida por um total de *N* espiras que circundam o circuito magnético. Essa expressão do fluxo é linearmente proporcional à força magneto motiva *Ni* e inversamente proporcional à folga *g*.

A força F_g por folga, a qual atrai o rotor para o estator e permite o atuador agir como um mancal é dada por,

$$F_g = \frac{B^2 A_g}{2\mu_0} = \frac{\mu_0 N^2 i^2 A_g}{8g^2} \tag{2.7}$$

Geralmente há duas folgas no circuito do mancal magnético, tal que a força é duas vezes esse valor, portanto,

$$F = \frac{B^2 A_g}{\mu_0} = \frac{\mu_0 N^2 i^2 A_g}{4g^2} \tag{2.8}$$

A força é proporcional ao quadrado de *Ni* e inversamente proporcional ao quadrado da folga *g*. Isso pode induzir a idéia de que os mancais magnéticos são dispositivos não-lineares. Entretanto, um exame da montagem diferencial do mancal revela um resultado diferente, conforme poderá ser visto posteriormente.

Um circuito magnético real possui efeitos tais como difusão das linhas de forças e fugas de corrente que, em geral, não são consideradas na equação da força eletromagnética. Um fator de correção geométrico ε pode ser convenientemente usado para conduzir a resultados mais precisos, de forma a levar em consideração esses efeitos. Então, a força, Equação (2.8), torna-se:

$$F = \varepsilon \frac{\mu_0 N^2 i^2 A_g}{4g^2} \tag{2.9}$$

Geralmente, o valor do fator geométrico de correção é admitido ser 0,9 para mancais axiais e 0,8 para mancais radiais, aproximadamente. Essa diferença primariamente reflete um efeito de fuga de corrente mais acentuado na geometria dos mancais radiais. Uma solução mais criteriosa do campo magnético, por elementos finitos, proporcionará resultados mais precisos, porém o fator geométrico de correção aqui apresentado é suficiente para a análise do circuito magnético básico.

A operação do mancal magnético envolve a superposição de dois fluxos: um fluxo permanente (*bias)* e um fluxo de perturbação, como mostra a Figura 2.2. A densidade de fluxo permanente B_b é um fluxo com nível permanente induzido por uma corrente permanente (*bias)* i_b no enrolamento. A densidade de fluxo de perturbação B_p é uma densidade de fluxo de controle variando com o tempo e desenvolvida por uma corrente de perturbação (ou de controle) i_p no enrolamento. O fluxo total e a corrente total no enrolamento são,

$$B = B_p + B_b \quad \text{e} \quad i = i_b + i_p \tag{2.10}$$

Da Equação (2.6), as duas densidades de fluxos são,

$$B_b = \frac{\mu_0 N i_b}{2g} \quad \text{e} \quad B_p = \frac{\mu_0 N i_p}{2g} \tag{2.11}$$

Em geral, o nível do fluxo permanente B_b é tomado em torno da metade do nível de saturação magnética do material, mostrado na Figura 2.2, permitindo uma variação relativamente maior dos níveis de fluxos de perturbação (ou de controle) para cima e para baixo do nível permanente. A expressão da força associada a essas densidades de fluxos, de acordo com a Equação (2.8), torna-se,

$$F = \varepsilon \frac{A_g (B_b + B_p)^2}{\mu_0} \tag{2.12}$$

A máxima capacidade de força dos mancais magnéticos ocorre quando o material magnético é saturado e não mais desenvolverá qualquer fluxo adicional. A máxima força de um mancal de dupla ação será obtida quando em um lado a densidade de fluxo é reduzida a zero e no outro lado o valor do fluxo atinge o máximo (saturação). A expressão da força máxima torna-se,

$$F_{\max} = \varepsilon \frac{B_{sat}^2 A_g}{\mu_0} \tag{2.13}$$

Essa é a força limite sobre os mancais magnéticos. Os mancais magnéticos não produzirão força além desse nível sem uma maior força magneto motiva para conduzir o nível do fluxo a um maior valor. As forças eletromagnéticas são apenas de atração, de forma que os atuadores devem ser colocados em ambos os lados diametralmente opostos do rotor, em um arranjo de dupla ação, como ilustrado na Figura 2.1. Da Equação (2.9), a força líquida F_N em um plano do mancal é dada por,

$$F_N = F_2 - F_1 = \varepsilon \frac{\mu_0 A_g N^2}{4} \left(\frac{i_2^2}{g_2^2} - \frac{i_1^2}{g_1^2} \right) \tag{2.14}$$

onde i_1 e i_2 são as correntes nos magnetos 1 e 2, e g_1 e g_2 são as distâncias das folgas entre a massa do rotor e os magnetos 1 e 2, respectivamente. As espessuras das folgas em ambos os lados do mancal podem ser escritas como,

$$g_1 = g_0 - x \quad \text{e} \quad g_2 = g_0 + x \tag{2.15}$$

onde a espessura nominal da folga é g_0, assumindo que o rotor esteja centrado no estator, e x representa a perturbação na posição do rotor medido do centro. A diferença no sinal é porque quando o rotor se move em direção a qualquer um dos magnetos, estará se distanciando do outro. De maneira análoga, a corrente i_1 e i_2 podem ser expressas como,

$$i_1 = i_b - i_p \quad \text{e} \quad i_2 = i_b + i_p \tag{2.16}$$

Substituindo as Equações (2.15) e (2.16) na Equação (2.14), resulta no seguinte,

$$F_N = \frac{\varepsilon \mu_0 A_g N^2}{4}\left[\frac{\left(i_b + i_p\right)^2}{\left(g_0 + x\right)^2} - \frac{\left(i_b - i_p\right)^2}{\left(g_0 - x\right)^2}\right] \tag{2.17}$$

O modelo linearizado da força líquida F_N assume que a corrente de perturbação i_p e a perturbação x são pequenas comparadas com a corrente permanente i_b e a folga nominal g_0, respectivamente. Isso permite a exclusão dos termos de maior ordem da corrente de perturbação i_p e da perturbação x, resultando na seguinte equação,

$$F_N = \left(\frac{\varepsilon \mu_0 A_g N^2 i_b}{g_0^2}\right) i_p - \left(\frac{\varepsilon \mu_0 A_g N^2 i_b^2}{g_0^3}\right) x \tag{2.18}$$

As forças do atuador magnético variam com a corrente e a espessura da folga. A variação devida à mudança na corrente do enrolamento, denominada de ganho de rigidez de corrente K_i, é o fator mais importante para os mancais magnéticos. Por outro lado, a variação da força devida à variação na espessura da folga (correspondendo à variação na posição do rotor) é chamada de rigidez de posição K_x. A rigidez de corrente dentro da faixa linear, para todas as quatro folgas da ação dupla do mancal, é definida como,

$$K_i = \frac{\partial F_N}{\partial i_p} = \varepsilon \frac{\mu_0 A_g N^2 i_b}{g_0^2} \tag{2.19}$$

A rigidez de corrente de um mancal magnético é positiva devido a que o aumento da força externa aplicada no mancal, em uma dada direção, é contraposto por um aumento da corrente de controle no outro lado do mancal, aumentando a força de atração que se opõe a essa força externa.

A expressão da rigidez de corrente, Equação (2.19), é independente da corrente de perturbação, porém linearmente relacionada com a corrente permanente (*bias*). Assim, o atuador magnético não deve operar com uma corrente permanente muito baixa para evitar uma fraca resposta quando uma mudança na força é requerida. Se i_b é a metade do valor de saturação, então a faixa de atuação dinâmica do atuador é máxima.

O seguinte parâmetro é a rigidez de posição. Esse parâmetro, para todas as quatro folgas de um mancal de ação dupla, é definido como,

$$K_x = -\frac{\partial F_N}{\partial x} = -\varepsilon \frac{\mu_0 A_g N^2 i_b^2}{g_0^3} \tag{2.20}$$

A rigidez de posição é negativa devido ao fato de quando o rotor se move para um lado, a força aumenta tendendo a puxá-lo na mesma direção de seu movimento, diferentemente de uma mola mecânica, que tenderia a empurrá-lo para o centro.

2.2 - CIRCUITO ELETRÔNICO DE CONTROLE DO ATUADOR MAGNÉTICO (SISTEMA *FEEDBACK* ASSOCIADO COM SISTEMA *FEEDFORWARD*)

Em um mancal magnético, é necessário um sistema de controle ativo para manter a estabilidade do sistema rotor-mancal. O sistema de controle utiliza sinais emitidos por sensores, localizados adjacentes aos atuadores, para determinar a corrente de estabilização necessária. Amplificadores, então, proporcionarão a corrente necessária para os atuadores, os quais criam as forças de estabilização na forma de fluxo eletromagnético (forças eletromagnéticas). Esse circuito fechado (*feedback loop*) é retroalimentado milhares de vezes

por segundo. A Figura 2.3 mostra o diagrama de controle de um mancal radial, em um único plano, de um sistema controlador. Além da malha retroalimentada de estabilização, um controlador adaptativo também foi simultaneamente usado para minimizar as vibrações produzidas ao longo do rotor. No controle tipo *feedforward*, a natureza ativa dos mancais magnéticos é usada para, adaptativamente, cancelar as componentes síncronas da posição medida no eixo. É importante frisar que um controle de malha aberta por si só não proporciona uma levitação estável do rotor, isto é, ele somente pode ser usado porque o rotor é estabilizado através da ação concomitante do controle retroalimentado (*feedback control*). Nesta pesquisa, o controle *feedforward* é usado simultaneamente com o controle *feedback* baseando-se no erro medido pelo sensor de deslocamento (sensor de erro) acoplado ao longo do rotor em busca do controle ótimo, conforme representado pelo diagrama de blocos da Figura 2.3.

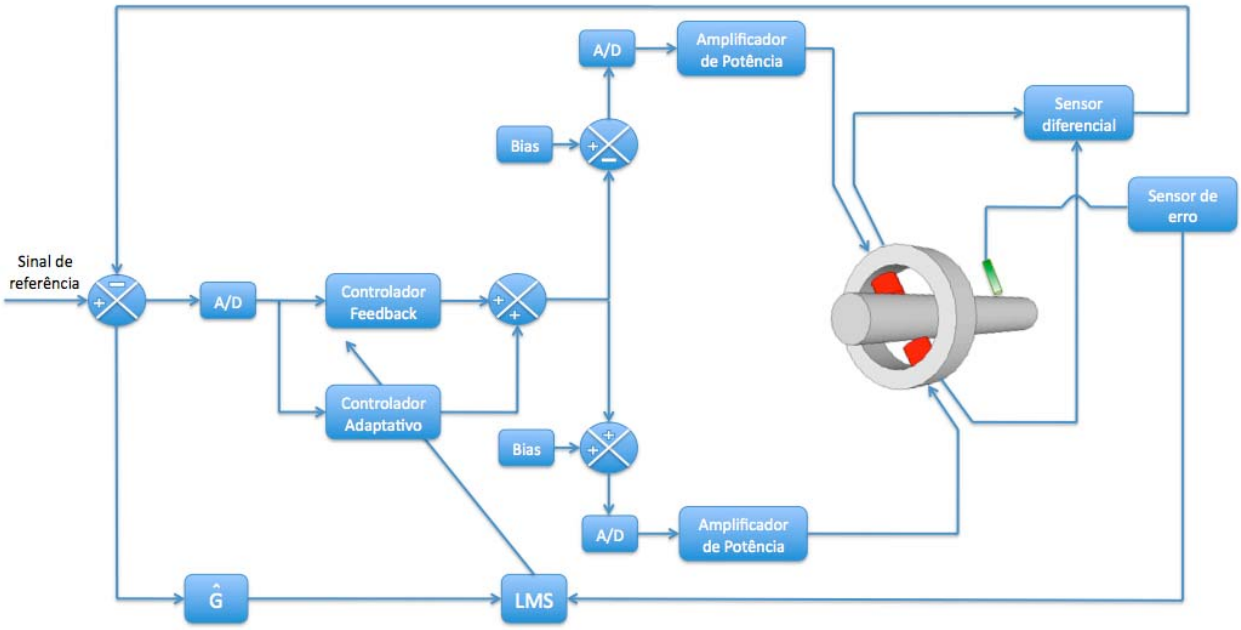


Figura 2.3 – Diagrama de controle de uma malha fechada de um mancal radial.

Como pode ser visto na Figura 2.3, o circuito eletrônico, o qual controla a corrente nos enrolamentos do estator, possui três componentes básicos: sensor, controlador e amplificador de potência. Eventualmente, um filtro passa baixa também pode ser convenientemente usado. Neste circuito, a corrente no enrolamento do atuador é determinada com base na posição do

rotor. A equação geral (empregando a transformada de Laplace, onde s é uma variável complexa) para o circuito de controle é,

$$I_p(s) = G(s)X(s) \tag{2.21}$$

onde $G(s)$ é a função de transferência global que expressa a relação entre a corrente de perturbação (saída) e a posição do eixo (entrada). Se não for empregado um controlador retroalimentado, a rigidez de posição negativa K_x do atuador, Equação (2.20), mostra que o atuador é instável. Entretanto, o propósito principal do controle retroalimentado é estabilizar o rotor e mantê-lo centrado. A função de transferência $G(s)$ é composta por uma série de componentes de função de transferência multiplicadas entre si. Essa função de transferência multiplicada pela posição do eixo X produz a corrente de controle I_p. Considerando todos os componentes do circuito, a função de transferência completa é dada por,

$$G(s) = SS(s)LP(s)PID(s)AMP(s) \tag{2.22}$$

onde $SS(s)$, $LP(s)$, $PID(s)$ e $AMP(s)$ são as funções de transferência do sensor de posição, do filtro passa baixa, do filtro PID e do amplificador de potência, respectivamente.

2.2.1 - SENSOR DE POSIÇÃO

Os sensores de posição são utilizados para monitorarem continuamente a posição do rotor do mancal magnético. Normalmente são de não-contato (*proximeter)* tipo indutivo ou capacitivo, ou sensores ópticos. O sensor emite uma pequena voltagem de saída proporcional à posição do eixo, e a função de transferência do sensor, considerando que ele se comporta linearmente na faixa de movimento do rotor, é dada simplesmente por,

$$SS(s) = V_x(s)/X(s) \tag{2.23}$$

A fim de captar o movimento do eixo, o sensor deve ser colocado em qualquer lugar ao longo do eixo. Em um mancal magnético radial, o sensor deve ser colocado o mais próximo possível da localização do mancal para evitar problemas no controle. Um problema

particular surge quando um ponto nodal do eixo, associado a uma particular freqüência natural do rotor, é localizado entre o sensor e o mancal.

2.2.2 - FILTRO PASSA BAIXA

O filtro passa baixa é utilizado dentro do controlador para reduzir o ganho das altas freqüências do controlador, acima da largura de banda de controle pré-estabelecida, e no mínimo um filtro deve ser usado para que o mancal possa operar adequadamente. Este filtro também proporciona uma operação silenciosa do mancal, atenuando o ruído de origem elétrico de altas freqüências. Um modelo de filtro passa baixa de segunda ordem pode ser expresso da forma,

$$LP(s) = \frac{V_{LP}}{V_x} = \frac{\omega_{LP}^2}{s^2 + 2\xi_{LP}\omega_{LP}s + \omega_{LP}^2} \tag{2.24}$$

onde V_{LP} é a voltagem de saída do filtro, V_x é voltagem de entrada de posição, ω_{LP} é a freqüência de corte do filtro, ξ_{LP} é o fator de amortecimento do filtro e s é a variável de Laplace.

2.2.3 - FILTRO PROPORCIONAL, INTEGRAL E DERIVATIVO

O controle PID é o método de controle normalmente usado para os mancais magnéticos. A forma padrão da função de transferência do filtro PID é dada por,

$$PID(s) = \frac{V_{PID}}{V_{LP}} = \frac{K_T(K_D s^2 + K_p s + K_I)}{s} \tag{2.25}$$

onde K_T é o ganho total, K_D é o ganho derivativo, K_P é o ganho proporcional, K_I é o ganho integral e s é a variável de Laplace. V_{PID} é a voltagem de saída do filtro e V_{LP} é a voltagem de entrada vinda do filtro passa baixa. Em geral, o ganho proporcional afeta diretamente a rigidez do mancal, uma vez que ele está multiplicado diretamente pelo sinal de posição. De forma similar, o ganho derivativo afeta diretamente o amortecimento do eixo porque ele está

multiplicado pela derivada do sinal de posição. O ganho integral age sobre os níveis permanentes DC ("*steady offsets*") dentro do eixo e proporciona um sinal de controle para eliminar o erro permanente DC ("*offset*"). O ganho total é simplesmente um multiplicador sobre os três ganhos simultaneamente.

2.2.4 - AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA

O sinal de saída vinda do circuito de controle é tipicamente uma pequena voltagem proporcional a corrente a ser enviada para os enrolamentos do mancal. Entretanto, a corrente requerida é normalmente muito maior, em ordem de *Amps*, tal que um amplificador de potência é necessário para cada enrolamento do mancal. A função de transferência de um amplificador pode ser expressa como,

$$AMP(s) = \frac{I_c}{V_{PID}} = K_a \frac{\omega_A}{s^2 + \sqrt{2}\omega_A s + \omega_A^2} \tag{2.26}$$

onde I_C é a corrente de controle para um magneto individualmente, V_{PID} é a voltagem de entrada vinda do filtro PID, ω_A é a freqüência de corte, K_a é o ganho do amplificador e s é a variável de Laplace.

2.3 – MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA ROTOR-MANCAL MAGNÉTICO

Em um único eixo de controle dentro do mancal magnético atuam dois magnetos opostos conforme o esquema mostrado na Figura 2.4.

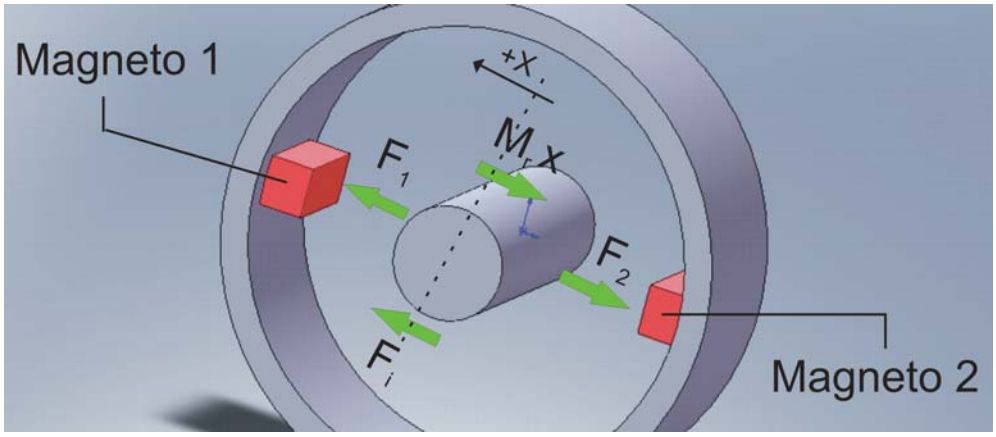


Figura 2.4 – *Layout* de um eixo de controle de um mancal radial

Essa figura mostra a força de atração de cada magneto oposto, F_1 e F_2, agindo sobre a massa dentro de um único eixo de controle. A equação de movimento que descreve esse sistema é dada por,

$$M_r\ddot{x} + F_2 - F_1 = F_i \tag{2.27}$$

onde F_i é uma força externa aplicada sobre o sistema e M_r é o diferencial de massa do rotor. A rigidez e o amortecimento do sistema no eixo de controle são derivados da força líquida aplicada sobre a massa pelos dois magnetos opostos. A força líquida ($F_2 - F_1$) é dada pela Equação (2.18). Substituindo a rigidez de corrente e a rigidez de posição, Equações (2.19) e (2.20), na Equação (2.27), tem-se,

$$M_r\ddot{x} + K_x x + K_i i_p = F_i \tag{2.28}$$

2.3.1 - RIGIDEZ E AMORTECIMENTO EQUIVALENTES

Um controlador retroalimentado tira vantagem da rigidez de corrente para proporcionar estabilidade para o atuador. O controlador ajusta a corrente de perturbação i_p para os magnetos contraporem à mudança na posição detectada por um sensor dentro do mancal. A função de transferência do controlador fornece uma relação entre a corrente de perturbação (saída) e a posição (entrada), como discutida anteriormente. A corrente de perturbação, i_p, também é referida como corrente de controle, i_c, porque ela é produzida pelo sistema de controle, associada à eletrônica envolvida. A função de transferência do

controlador também contém a informação da fase relativa entre o sinal da corrente e o sinal de posição de entrada. Essa equação pode ser convenientemente simplificada substituindo-se a variável de Laplace *s* pela freqüência complexa $j\omega$ para chegar a,

$$G(i\omega) = a_G(\omega) + jb_G(\omega) \tag{2.29}$$

Essa função de transferência, multiplicada pela posição *x,* leva à corrente de controle i_p, a qual pode ser substituída na Equação (2.28) para resultar,

$$-M_r X\omega^2 + \left[K_x + K_i(a_G + jb_G)\right]X = \overline{F}_i \tag{2.30}$$

A Equação (2.30) assume uma força harmônica externa atuando sobre o sistema, tal que a aceleração da massa pode ser representada como $-X\omega^2$. Assim, a rigidez e o amortecimento do mancal podem agora ser determinados igualando a força líquida, produzida pela rigidez de posição e de corrente juntamente com função de transferência do controlador, com uma força produzida por uma rigidez e um amortecimento equivalentes. Equacionando essas duas forças tem-se,

$$(K_{eq} + C_{eq} j\omega)X = [K_x + K_i(a_G + jb_G)]X \tag{2.31}$$

e, igualando os termos reais de ambos lados da equação, obtém-se a rigidez equivalente dada como,

$$K_{eq} = K_x + K_i a_G \tag{2.32}$$

e, dos termos imaginários obtém-se o amortecimento equivalente expresso por,

$$C_{eq} = \frac{K_i b_G}{\omega} \tag{2.33}$$

As Equações (2.32) e (2.33) representam a rigidez e o amortecimento linearizados de um único eixo de controle. Esses valores variam com a freqüência devido à sua dependência da parte real e imaginária da função de transferência do controlador, também dependentes da

freqüência. Para modelar com sucesso um sistema de mancal magnético radial, a função de transferência do controlador deve ser conhecida.

A equação de movimento completa de um sistema rotor-mancal magnético pode ser obtida combinando a equação do modelo do rotor com a equação do modelo do mancal magnético ativo representado pelas Equações. (2.32) e (2.33). A equação completa pode ser escrita como,

$$\mathbf{M}_S\ddot{\mathbf{u}} + \left[\mathbf{C}_S + \mathbf{C}_b\right]\dot{\mathbf{u}} + \left[\mathbf{K}_S + \mathbf{K}_b\right]\mathbf{u} = \mathbf{f} \tag{2.34}$$

onde $\mathbf{M_s}$ é a matriz de massa do sistema, $\mathbf{u}$ é o vetor posição do sistema, $\mathbf{C_s}$ é a matriz de amortecimento do rotor, $\mathbf{C_b}$ é a matriz de amortecimento do MMA, $\boldsymbol{K_s}$ é a matriz de rigidez do rotor, $\boldsymbol{K_b}$ é a matriz de rigidez do MMA e $\mathbf{f}$ é o vetor força do sistema. As matrizes $\boldsymbol{K_b}$ e $\boldsymbol{C_b}$ contem as propriedades do mancal magnético que são calculadas pelas Equações (2.32) e (2.33).

CAPÍTULO 3

CURVAS DE RIGIDEZ E AMORTECIMENTO EQUIVALENTES

3.1 – INTRODUÇÃO

A partir da teoria apresentada no capítulo 2, programou-se uma rotina computacional com o *software Matlab*® para a obtenção das curvas de rigidez e amortecimento equivalentes em função da freqüência de excitação do rotor (freqüências síncronas) e dos parâmetros que compõe o controlador PID do circuito de controle ativo do mancal em questão. Vale mencionar que esta rotina desenvolvida é provida de interface gráfica e também simula o controle de vibração em rotores tanto pela técnica *feedback* quanto pela associação das técnicas *feedforward* e *feedback* e mais informações podem ser encontradas no tutorial em anexo.

3.2 – ANÁLISE DA RIGIDEZ E AMORTECIMENTO EQUIVALENTES DEVIDO À INFLUÊNCIA DA VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR PID

Como observado na modelagem feita para o mancal magnético, suas características dinâmicas são funções, além das características geométricas, dos parâmetros dos

equipamentos eletrônicos do circuito de controle. Assim, para um mesmo mancal magnético, a rigidez e amortecimento equivalentes podem variar significativamente em função dos parâmetros adotados para os equipamentos do sistema de controle. Para a obtenção de tais resultados, manteve-se constante os parâmetros do filtro passa - baixa e do amplificador de potência e variaram-se os parâmetros do controlador PID, que são passíveis de mudança, a fim de se obter as características dinâmicas desejadas no mancal magnético.

A função de transferência global conduz a um modelo para obtenção das características dinâmicas dos mancais com resultados satisfatórios em freqüências até 150 Hz, aproximadamente. Nesta análise da influência da variação dos parâmetros do controlador sobre as características dinâmicas do mancal, utilizou-se uma faixa de 0 a 100 Hz e calculou-se uma rigidez equivalente média obtida nesta faixa de freqüência e amortecimento equivalente médio na faixa entre 30 a 100 Hz, uma vez que o modelo para a obtenção deste parâmetro não produz resultados coerentes a baixas freqüências.

Os dados do mancal analisado foram fornecidos pela empresa *Revolve Magnetic Bearings Inc*, os quais estão listados na Tabela 3.1

Tabela 3.1 – Características construtivas do mancal magnético analisado

Parâmetro	Valor
ε (fator de correção geométrico)	0,8
μ_0 (permeabilidade do ar)	$4\pi \times 10^{-7}$ Hm^{-1}
A_g (área da folga entre o rotor e o estator)	$67{,}558 \times 10^{-6}$m^2
N (número de espiras)	228 espiras
i (corrente elétrica de saturação)	3,0 A
i_b (corrente elétrica permanente)	1,5 A
g_0 (espessura nominal da folga entre o rotor e o estator)	$0{,}381 \times 10^{-3}$m
SS (sensibilidade do sensor de posição)	2437 V/m
F (Máxima força de controle)	53 N

No levantamento dessas curvas analisou-se o comportamento da rigidez e do amortecimento do mancal com a variação não-simultânea dos parâmetros do controlador PID do circuito de controle,

- Ganho proporcional, K_P;
- Ganho integral, K_I;
- Ganho derivativo, K_D;
- Ganho total, K_T;

Os demais parâmetros do circuito foram mantidos constantes. Para o filtro passa baixa tomou-se uma freqüência de corte de 800 Hz e um fator de amortecimento de 0,707. Para o amplificador de potência adotou-se um ganho de 650 e uma freqüência de corte de 20.000 Hz.

Para realizar a análise da influência, foram adotados três valores distintos para cada ganho do controlador PID a fim de obter as curvas K_{eq} e C_{eq}. Assim, enquanto o ganho era submetido à variação, os demais permaneciam constantes.

3.3- VARIAÇÃO DO GANHO PROPORCIONAL (K_P) DO FILTRO PID SOBRE A RIGIDEZ E O AMORTECIMENTO EQUIVALENTES

Para analisar a influência deste parâmetro, adotaram-se os valores de 60, 80 e 110 para o ganho proporcional, com os quais foram obtidas as curvas de rigidez e amortecimento equivalentes apresentadas na Figura 3.1.

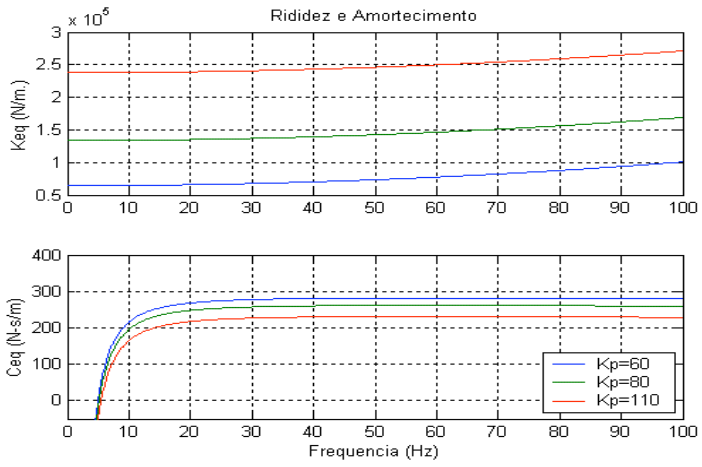


Figura 3.1 – Curvas de (K_{eq}) e (C_{eq}) em função da freqüência variando-se apenas K_P e mantendo-se fixo: K_T = 0,00006; K_D = 0,1; e K_I = 80.

Pode-se observar, nestas curvas, a dependência que as características do mancal têm da freqüência e que a função de transferência obtida com a modelagem apresentada para o cálculo de C_{eq} não é representativa para as freqüências abaixo de 30 Hz.

Pelas curvas é possível inferir que K_{eq} é muito mais sensível do que C_{eq} ao aumento da magnitude do ganho proporcional (K_P) uma vez que as curvas de K_{eq} estão consideravelmente distanciadas, conforme evidenciado pelos valores médios indicados a seguir na Tabela 3.2. Isso ocorre devido ao fato de que os valores de K_p interferem apenas na parte real da função de transferência, que é parte utilizada para se calcular a rigidez equivalente, de acordo com as Equações (2.33) e (2.34). Também se deve ressaltar que ocorreu uma ligeira diminuição do amortecimento equivalente. Assim, salienta-se que para fins de projeto, os valores de K_p interferem consideravelmente na rigidez equivalente mas possuem pouca influencia no amortecimento equivalente do sistema.

Tabela 3.2 – Valores médios obtidos com a variação de K_p

Valores de K_P	K_{eq}	C_{eq}
60	76,52 x 10^3	280,82
80	145,47 x. 10^3	260,54
110	248,90 x 10^3	230,13

3.4- VARIAÇÃO DO GANHO INTEGRAL (K_I) DO FILTRO PID SOBRE A RIGIDEZ E O AMORTECIEMENTO EQUIVALENTES

A análise do comportamento de K_{eq} e C_{eq} com a variação do ganho integral (K_I) do filtro PID foi realizada a partir das curvas apresentadas na Figura 3.2. Para se obter essas curvas foram adotados os seguintes valores de K_I: 60, 80 e 110. A partir desta figura, observa-se que o ganho integral altera muito pouco as curvas de rigidez e amortecimentos equivalentes, sendo as variações praticamente imperceptíveis nos gráficos. Como já foi comentado anteriormente, o ganho integral atua sobre os níveis de deslocamentos permanentes DC ("*steady offsets*") dentro do eixo e proporciona um sinal de controle somente para compensar o DC ("*offset*") do sinal de vibração do rotor. Dessa forma, esta análise

confirma a desprezível influência deste parâmetro nas características dinâmicas do mancal e, por conseqüência, não altera a dinâmica dos rotores. Os valores médios de K_{eq} e C_{eq} são mostrados na Tabela 3.3.

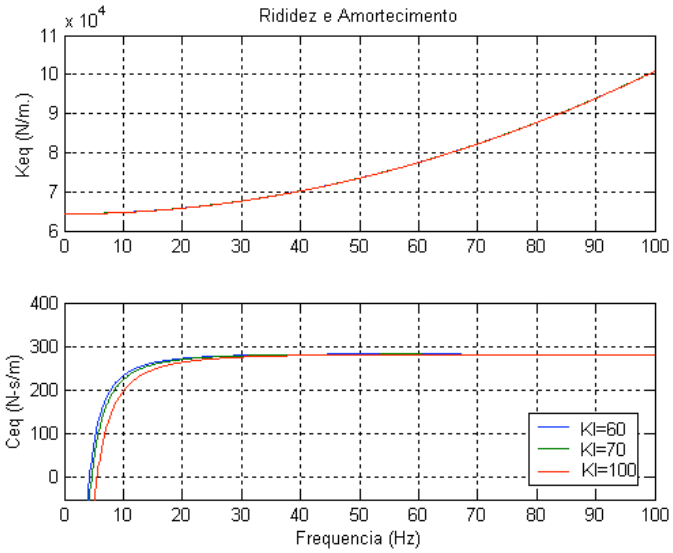


Figura 3.2 – Curvas de (K_{eq}) e (C_{eq}) em função da freqüência variando-se apenas K_I e mantendo-se fixo: $K_P = 60$, $K_T = 0{,}00006$; $K_D = 0{,}1$.

Tabela 3.3 – Valores médios obtidos com a variação de K_I

Valores de K_I	K_{eq}	C_{eq}
60	76,54 x 10^3	281.09
80	76,53 x. 10^3	280.96
110	76,49 x 10^3	280.54

3.5 - VARIAÇÃO DO GANHO DERIVATIVO (K_D) DO FILTRO PID SOBRE A RIGIDEZ E O AMORTECIMENTO EQUIVALENTES

As curvas de rigidez e amortecimento equivalentes em função do ganho derivativo (K_D) do controlador PID assumindo valores de 0,1, 0,2 e 0,3 estão apresentadas na Figura 3.3. Neste caso, observa-se que o ganho derivativo tem uma influência decisiva sobre o amortecimento do mancal magnético, ou seja, o amortecimento aumenta grandemente à

medida que se efetua um pequeno aumento de K_D. Tal fenômeno é explicado pela análise da Equação (2.25), uma vez que este parâmetro está multiplicado pela derivada do sinal de posição. Por sua vez, estes resultados demonstram que a rigidez equivalente somente sofre alterações na faixa de freqüências mais elevadas. Este parâmetro é, portanto, o mais interessante para ser analisado quando se busca um amortecimento desejável para o rotor com uma alteração mínima de sua rigidez. Os resultados também podem ser observados na Tabela 3.4.

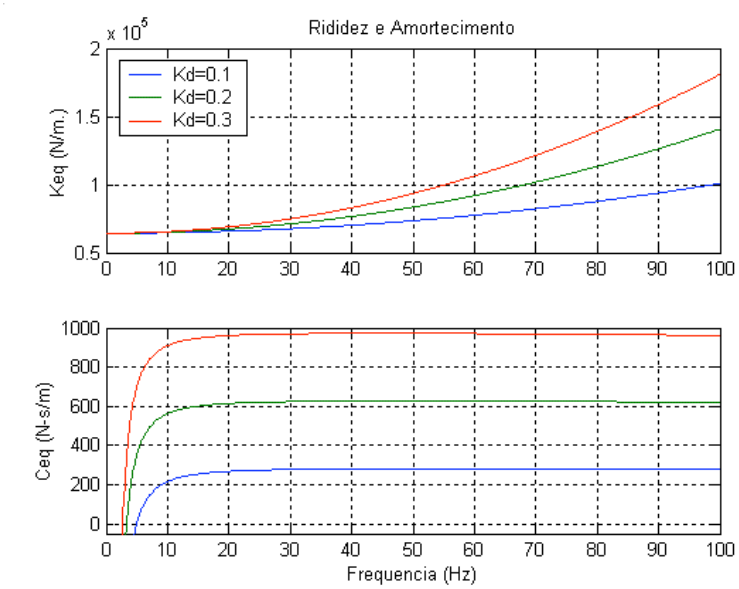


Figura 3.3 – Curvas de (K_{eq}) e (C_{eq}) em função da freqüência variando-se apenas K_D e mantendo-se fixo: $K_P = 60$, $K_T = 0{,}00006$; $K_I = 80$.

Tabela 3.4 – Valores médios obtidos com a variação de K_D

Valores de K_D	K_{eq}	C_{eq}
0,1	76,52 x 10^3	280,82
0,2	89,88 x. 10^3	623,59
0,3	103,25 x 10^3	966,36

3.6- VARIAÇÃO DO GANHO TOTAL (K_T) DO FILTRO PID SOBRE A RIGIDEZ E O AMORTECIMENTO EQUIVALENTES

A obtenção das curvas de rigidez e amortecimento equivalentes para a variação do ganho total foi obtida fazendo-se K_T igual a 0,00005, 0,00006 e 0,00008 e os resultados apresentados na Figura 3.4 e os valores médios na Tabela 3.5.

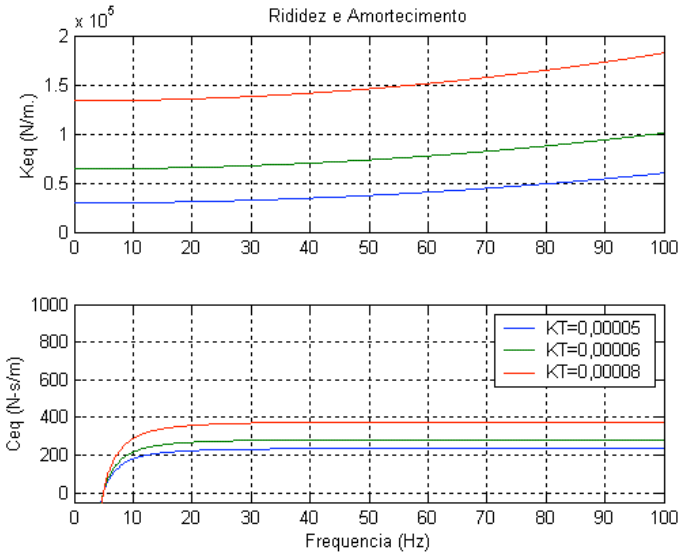


Figura 3.4 – Curvas de (K_{eq}) e (C_{eq}) em função da freqüência variando-se apenas K_T e mantendo-se fixo: $K_P = 60$, $K_D = 0{,}1$; $K_I = 80$.

Como pode ser observado, o ganho total influencia direta e proporcionalmente tanto as curvas de rigidez como as curvas de amortecimento, afinal ele é meramente um multiplicador sobre os outros três ganhos do filtro PID simultaneamente (proporcional, integral e derivativo), como pode ser visto na Equação (2.25). Mesmo assim, em se tratando do comportamento dinâmico do rotor, este certamente será mais modificado devido à variação de amortecimento do rotor quando há uma variação do parâmetro K_T.

Tabela 3.5 – Valores médios obtidos com a variação de K_T

Valores de K_T	K_{eq}	C_{eq}
0,00005	39,82 x 10^3	234.0179
0,00006	76,52 x. 10^3	280.8215
0,00008	149,90 x 10^3	374.4287

Dessa maneira, com uma análise desta forma, observa-se que é possível manipular as características dinâmicas dos mancais magnéticos alterando-se apenas os valores de alguns parâmetros do controlador PID, sendo possível obterem-se projetos de mancais magnéticos com características dinâmicas requeridas, atentando-se sempre para algum possível grau de detrimento da outra característica.

CAPÍTULO 4

CONTROLE FEEDBACK

4.1 - INTRODUÇÃO

O controle ativo de ruído tem como princípio o cancelamento do ruído pela emissão de um campo sonoro gerado eletronicamente, enquanto que o controle ativo de vibrações tem como propósito "cancelar" a vibração indesejável introduzindo uma perturbação secundária inserindo-se uma entrada de magnitude oposta no sistema.

Esse tipo de controle tem se desenvolvido gradativamente nas últimas décadas devido ao avanço dos microprocessadores e dos transdutores acústicos. Porém, a implementação em larga escala do controle ativo de ruído e vibração, particularmente nos bens de consumo de massa, não foi verificado, deixando tal tecnologia presente apenas em literaturas. Um dos fatores de maior impedimento do uso em larga escala do controle ativo de ruído e vibração é o grande conhecimento cientifico requerido para a implementação prática deste método de controle em sistemas. Existem duas técnicas que são usadas para implementar sistemas de controle ativo de ruído e vibração: "*feedback*" (retro alimentado) e "*feedforward*" (alimentação avançada). Este capítulo é dedicado apenas à técnica *feedback* e a técnica *feedforward* será discutida no capítulo 5.

O estudo de alguns princípios fundamentais foram baseados nas literaturas de *Fuller* et al. *(1996)*, e *Nelson e Elliot (2001)*, que tratam especificamente de controle ativo de vibrações e processamento de sinais. A seguir, apresentam-se sucintamente os aspectos mais relevantes destas literaturas para o entendimento de tal assunto no contexto desta pesquisa.

4.2 - CONTROLE ATIVO TIPO *FEEDBACK*

O objetivo do controle ativo de vibração é reduzir a vibração de um sistema mecânico pela modificação automática da resposta estrutural do sistema. Os sistemas de controle ativo de vibração podem apresentar muitas formas, mas os componentes mais importantes de qualquer um desses sistemas são: sensores (detectam a vibração), controladores eletrônicos (manipulam adequadamente os sinais dos sensores) e atuadores (os quais influenciam na resposta mecânica do sistema).

Os atuadores utilizados em controle ativo de vibração podem ser classificados em completamente-ativos e semi-ativos. Atuadores completamente-ativos são aptos a prover força mecânica ao sistema. Alguns exemplos são os agitadores eletromagnéticos e as cerâmicas piezelétricas. Atuadores como estes podem ser usados para gerar uma perturbação secundária em um sistema mecânico linear, a qual reduzirá a resposta global pela interferência oposta a da resposta original do sistema causada pela fonte primária de vibração. Os atuadores semi-ativos se comportam como elementos essencialmente passivos, podendo apenas armazenar ou dissipar energia. Seu uso no controle ativo provém do fato de que suas propriedades mecânicas passivas podem ser ajustadas pela aplicação do sinal de controle, sendo tais sistemas comumente chamados de sistemas “adaptativos”, como, por exemplo, os amortecedores com fluido magneto.

Nesta seção será tratado exclusivamente sistemas de controle ativo de vibração que empregam atuadores completamente-ativos.

4.2.1 - CONTROLE *FEEDBACK* DE UMA ENTRADA E UMA SAÍDA

Considera-se, inicialmente, o comportamento de um sistema com um único sensor de controle e um único atuador secundário, no qual apenas um controlador *feedback* de uma entrada e uma saída (*SISO*) é necessário. Tipicamente, o sensor de controle mede a resposta total do sistema mecânico, a qual alimenta o controlador que processará um sinal para o atuador secundário. O diagrama de blocos de um sistema de controle *feedback* é mostrado na Figura 4.1. Assume-se que a excitação líquida do sistema seja devida à diferença entre as excitações primária e secundária.

A função de transferência do sistema mecânico é definida como a razão da transformada de Laplace da resposta, $W(s)$, e a transformada de Laplace da excitação líquida, $F_p(s) - F_s(s)$, e é representada por $G(s)$. A transformada de Laplace é usada aqui com as variáveis de freqüência complexa, s, de forma que o sistema possa ser corretamente representado.

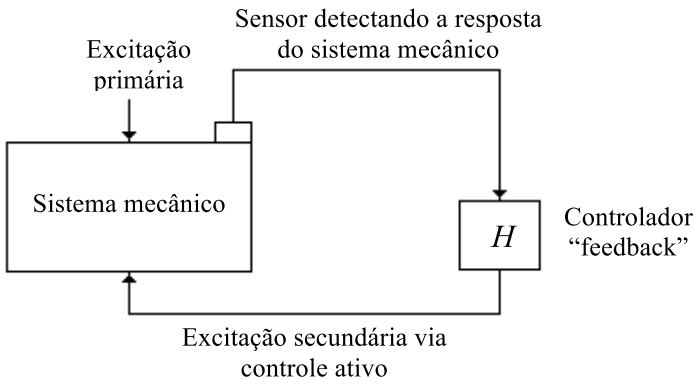


Figura 4.1 - Componentes de um sistema *feedback*.

A função de transferência do controlador *feedback* é, analogamente, definida pela razão entre a transformada de Laplace da excitação secundária do sistema, $F_s(s)$, e a transformada de Laplace da resposta, $W(s)$, e representada por $H(s)$. O diagrama de blocos equivalente do sistema de controle *feedback* mostrado na Figura 4.1 está representado na Figura 4.2, no qual a diferença entre as entradas primária e secundária, para obter a excitação líquida do sistema mecânico, é explicitamente mostrada.

A teoria de sistemas lineares pode ser utilizada para obter a resposta global do sistema incluindo o controle *feedback*. Pela definição da função de transferência de um sistema mecânico original, pode-se expressar a transformada de Laplace da resposta do sistema como,

$$W(s) = G(s)\left[F_p(s) - F_s(s)\right] \tag{4.1}$$

A transformada de Laplace da excitação secundária pode ser expressa usando a definição da função de transferência do controlador *feedback*, $H(s)$, como,

$$F_s(s) = H(s)W(s) \tag{4.2}$$

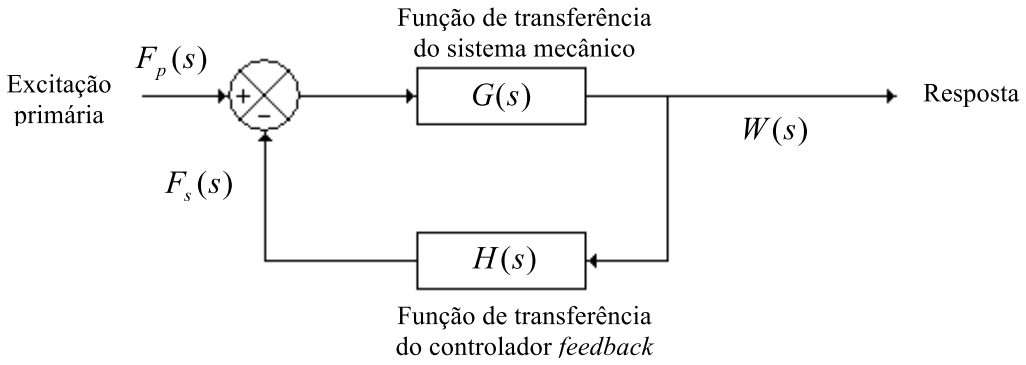


Figura 4.2 - Diagrama de blocos equivalente de um sistema de controle *feedback*.

Substituindo a Equação (4.2) na Equação (4.1), tem-se,

$$W(s) = G(s)\left[F_p(s) - H(s)W(s)\right] \tag{4.3}$$

Após uma simples manipulação algébrica, a função de transferência de um sistema mecânico com controle *feedback* pode ser escrita como,

$$\frac{W(s)}{F_p(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \tag{4.4}$$

A Equação (4.4) pode ser usada para obter as características a "malha fechada" de qualquer sistema mecânico e controlador *feedback*. O compromisso inerente com qualquer sistema *feedback* pode ser facilmente ilustrado usando a aproximação da resposta em freqüência, evidentemente assumindo que o sistema a malha aberta é estável. Transformando a função de transferência da Equação (4.4) em uma função de resposta no domínio da freqüência, com a substituição de $s = j\omega$, obtém-se,

$$\frac{W(j\omega)}{F_p(j\omega)} = \frac{G(j\omega)}{1 + G(j\omega)H(j\omega)} \tag{4.5}$$

a qual é a resposta em freqüência do sistema a malha fechada.

Se na resposta em freqüência a malha aberta, $G(j\omega)H(j\omega)$, houver um pequeno deslocamento de fase (*phase shift*) na faixa de freqüência de interesse e simultaneamente houver um ganho muito maior que a unidade, então pode-se escrever que,

$$|1 + G(j\omega)H(j\omega)| >> 1 \qquad \text{para } \omega \text{ na faixa de trabalho} \qquad (4.6)$$

de forma que,

$$\left|\frac{W(j\omega)}{F_p(j\omega)}\right| << G(j\omega) \qquad \text{para } \omega \text{ na faixa de trabalho} \qquad (4.7)$$

A reposta do sistema mecânico é, assim, significativamente reduzida nessa região de freqüência (freqüência de trabalho) pela atuação do controlador *feedback*. Fora da faixa da freqüência de trabalho, entretanto, não é possível assegurar que o deslocamento de fase da resposta em freqüência da malha aberta seja pequeno. Em particular, qualquer atraso (*delay*) no sistema mecânico ou caminho *feedback* provocará um aumento no deslocamento de fase nas altas freqüências.

O projeto de um sistema de controle *feedback* prático envolve, dessa maneira, um compromisso entre obter maior ganho para a malha aberta alcançar bom desempenho na faixa de freqüência de trabalho e analisar o mais baixo ganho para a malha aberta que garanta certa estabilidade fora da faixa da freqüência de trabalho.

4.2.2 - MODIFICAÇÃO DA RESPOSTA DE UM SISTEMA *SDOF*

Considere o exemplo particular de um sistema de controle *feedback* de uma entrada e uma saída idealizado, o qual é aplicado em um sistema *SDOF* (*single degree of freedom*) massa-mola-amortecedor. O arranjo físico é ilustrado na Figura 4.3, no qual o sinal do sensor, $w(t)$, é proporcional ao deslocamento da massa. Assume-se que o atuador, que introduz a entrada secundária no sistema, gere a força $f_s(t)$, proporcional ao sinal de controle. Antes de ativar o sistema de controle não haverá qualquer sinal de controle e, dessa forma, a força secundária será nula. Nessa condição, a resposta dinâmica do sistema *SDOF* pode ser representada por uma equação diferencial, que pode ser escrita em termos da força primária, $f_p(t)$, e do deslocamento da massa , $w(t)$, como,

$$f_p(t) = M\ddot{w}(t) + C\dot{w}(t) + Kw(t) \qquad (4.8)$$

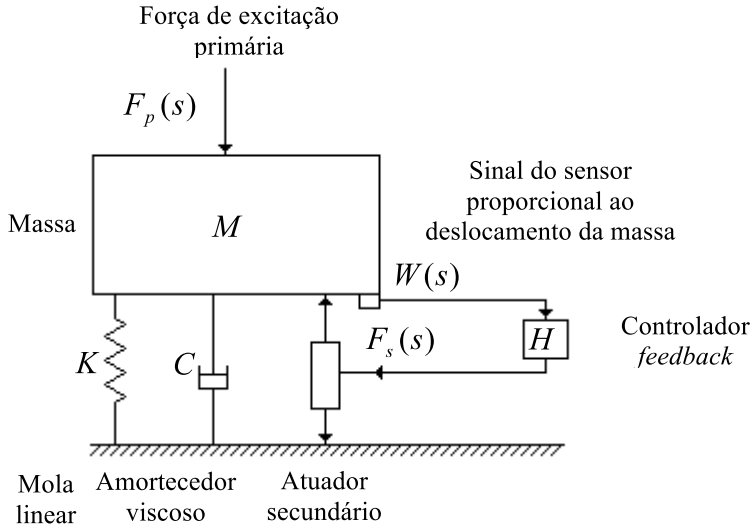


Figura 4.3 - Controlador *feedback* aplicado em um sistema massa-mola-amortecedor.

Aplicando a transformada de Laplace em cada termo desta equação diferencial e assumindo as condições iniciais iguais a zero, isto é, $w(0) = 0$ e $\dot{w}(0) = 0$, a Equação (4.8) pode ser escrita como,

$$F_p(s) = Ms^2W(s) + CsW(s) + KW(s) \tag{4.9}$$

na qual $F_p(s)$ e $W(s)$ são as transformadas de Laplace de $f_p(t)$ e $w(t)$. A função de transferência da resposta mecânica do sistema antes do controle é definida como,

$$G(s) = \frac{W(s)}{F_p(s)} \tag{4.10}$$

na qual, introduzindo a Equação (4.9), chega-se a,

$$G(s) = \frac{1}{Ms^2 + Cs + K} \tag{4.11}$$

Para determinar a resposta a malha fechada do sistema mostrado na Figura 4.3, é necessário conhecer o modelo do controlador *feedback*, $H(s)$. Assume-se que na resposta eletrônica do controlador, a força secundária possua três componentes, as quais são

proporcionais à aceleração, velocidade e deslocamento da massa, com as respectivas constantes de ganho g_a, g_v e g_d. A força secundária pode ser escrita em função do tempo como,

$$f_s(t) = g_a \ddot{w}(t) + g_v \dot{w}(t) + g_d w(t) \tag{4.12}$$

Idealmente, utilizam-se três transdutores distintos para medir a aceleração, a velocidade e o deslocamento. Na prática, apenas um transdutor é utilizado, por exemplo, para medir a aceleração, e integradores eletrônicos são usados para obter sinais proporcionais à velocidade e ao deslocamento.

Como não se tem interesse na resposta do sistema na freqüência-zero, pode-se ignorar as condições iniciais associadas com o modelo do controle *feedback*. Aplicando a transformada de Laplace termo a termo na Equação (4.12) e rearranjando-a para fornecer a função de transferência do controlador *feedback*, $H(s)$, tem-se,

$$H(s) = \frac{F_s(s)}{W(s)} = g_a s^2 + g_v s + g_d \tag{4.13}$$

As duas funções de transferência a malha aberta, Equações (4.11) e (4.13), podem ser usadas para obter a resposta a malha fechada, dada pela Equação (4.4), como,

$$\frac{W(s)}{F_p(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = \frac{1}{(M + g_a)s^2 + (C + g_v)s + (K + g_d)} \tag{4.14}$$

O efeito da realimentação da aceleração, da velocidade e do deslocamento é modificar a massa, o amortecimento e a rigidez efetiva do sistema mecânico, respectivamente.

A Equação (4.14) pode também ser expressa, por analogia com a Equação (4.11), como,

$$\frac{W(s)}{F_p(s)} = \frac{1}{M' s^2 + C' s + K'} \tag{4.15}$$

na qual $M' = M + g_a$ é a massa modificada, $C' = C + g_v$ é o coeficiente de amortecimento viscoso modificado e $K' = K + g_d$ é a rigidez modificada.

Neste caso idealizado, a estabilidade do sistema a malha fechada é assegurada desde que M', C' e K' sejam todos positivos, como pode ser mostrado utilizando o critério de Routh-Hurwitz. Em princípio, a massa, o amortecimento e a rigidez podem ser independentemente modificadas pelos três ganhos no controlador *feedback*, tal que cada um desses parâmetros mecânicos pode ser selecionado em qualquer faixa de freqüência analisada.

4.2.3 - REPRESENTAÇÃO DE VARIÁVEL DE ESTADO

Na aplicação de um sistema de controle, ao invés de transformar diretamente a equação diferencial que descreve o sistema dinâmico para o domínio de Laplace, uma alternativa é passar a equação no domínio do tempo para a forma padrão em termos de variáveis de estado internas do sistema. É possível, então, estabelecer essa representação de variável de estado utilizando técnicas de manipulação matricial para obter as propriedades importantes do sistema, tais como sua estabilidade, controlabilidade e observabilidade, e o efeito das várias configurações do controle *feedback*.

A representação de variável de estado será introduzida considerando-se a dinâmica do sistema *SDOF* massa-mola-amortecedor discutido na seção 4.2.2. Considere novamente a equação diferencial descrita para um sistema *SDOF*, Equação (4.8), que pode ser reescrita como,

$$\ddot{w}(t) = -\frac{C}{M}\dot{w}(t) - \frac{K}{M}w(t) + \frac{1}{M}f(t) \tag{4.16}$$

Essa equação diferencial de segunda ordem pode ser expressa em termos de duas equações diferencias de primeira ordem. Para isso, é conveniente definir duas variáveis, as quais expressam completamente o estado interno do sistema. Estas são chamadas variáveis de estado, e serão representadas aqui por $x_1(t)$ e $x_2(t)$. Uma escolha apropriada para as variáveis de estado, neste exemplo, é o deslocamento e a velocidade da massa, ou seja,

$$x_1(t) = w(t) \qquad \text{e} \qquad x_2(t) = \dot{w}(t) \tag{4.17a,b}$$

Pode-se notar que essas variáveis de estado estão relacionadas pela seguinte equação diferencial de primeira ordem,

$$x_2(t) = \dot{x}_1(t) \tag{4.18}$$

e reescrevendo a equação diferencial do sistema SDOF, Equação (4.16), introduzindo as variáveis de estado, obtém-se,

$$\dot{x}_2(t) = -\frac{C}{M}x_2(t) - \frac{K}{M}x_1(t) + \frac{1}{M}f(t) \tag{4.19}$$

A partir das Equações (4.18) e (4.19) pode-se escrever uma equação matricial simples da seguinte forma, normalmente denominada de equação de estado,

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -KM^{-1} & -CM^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ M^{-1} \end{bmatrix} f(t) \tag{4.20}$$

ou, na forma mais compacta, a equação de estado é,

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \tag{4.21}$$

na qual,

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -KM^{-1} & -CM^{-1} \end{bmatrix} \qquad \text{e} \qquad \mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}$$

sendo $\mathbf{x}(t)$ o vetor de estado e $\mathbf{A}$ a matriz de estado ou matriz dinâmica (HU; NG, 2005).

Neste caso, $\mathbf{B}$ é um vetor de entrada das perturbações e $u(t)$ um escalar, que são escritos como,

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ M^{-1} \end{bmatrix}, \qquad \mathbf{u}(t) = f(t)$$

A Equação (4.21) descreve a evolução dos estados internos do sistema quando ele é excitado pela entrada $\mathbf{u}(t)$. Uma equação similar também pode ser usada para descrever o efeito da entrada e das variáveis de estado sobre a saída $\mathbf{y}(t)$ do sistema, a qual é geralmente escrita como,

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_{ms}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \tag{4.22}$$

A matriz $\mathbf{C}_{ms}$ é conhecida como matriz de saída ou matriz de medida. Ela é montada de acordo com o número de variáveis da resposta que se deseja obter devido a uma entrada. A matriz $\mathbf{D}$ é geralmente chamada de matriz de transmissão direta. Se um sensor de velocidade é usado no sistema *SDOF* acima, por exemplo, e se o sistema não possui derivadas de excitação, então,

$$\mathbf{C}_{ms} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{D} = 0$$

4.2.4 - CONTROLE *FEEDBACK* DE MÚLTIPLOS CANAIS

A generalização de um sistema de controle *feedback* de múltiplos canais, partindo de um sistema de um canal é realimentar cada entrada a partir de cada respectiva saída via um elemento da matriz de ganho *feedback*. Tal arranjo é ilustrado na Figura 4.4, e a análise da resposta a malha fechada será feita considerando um sistema com múltiplas entradas e múltiplas saídas (*MIMO*), onde $\mathbf{M}$, $\mathbf{C}$ e $\mathbf{K}$ são agora matrizes de massa, amortecimento e rigidez do sistema, respectivamente.

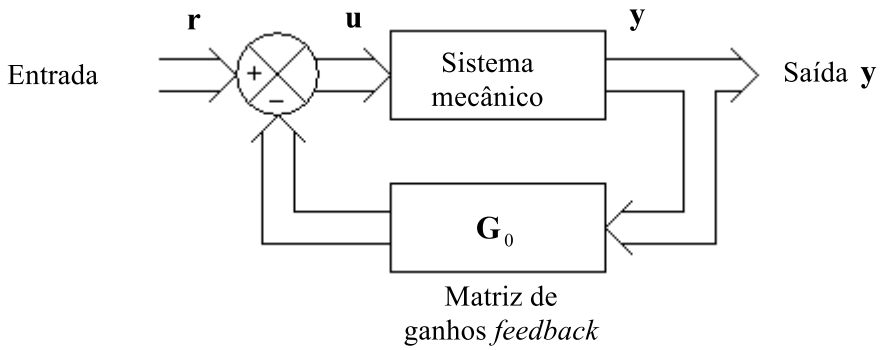


Figura 4.4: Diagrama de blocos de um sistema mecânico de múltiplos canais com controle *feedback* de saída.

Assume-se que o sistema mecânico sob controle seja governado pelas equações de estado,

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \tag{4.23}$$

e

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_{ms}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \tag{4.24}$$

A entrada para o sistema mecânico é agora a diferença entre a entrada "requerida" para o sistema, representada por $\mathbf{r}(t)$, e os sinais realimentados da saída, $\mathbf{y}(t)$, ponderados pelos elementos da matriz de ganho $\mathbf{G}_0$, tal que,

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{r}(t) - \mathbf{G}_0\mathbf{y}(t) \tag{4.25}$$

Utilizando a Equação (4.24) para $\mathbf{y}(t)$ na Equação (4.25) permite que o vetor de entrada para o sistema mecânico seja expresso como,

$$\mathbf{u}(t) = \left[\mathbf{I} + \mathbf{G}_0\mathbf{D}\right]^{-1}\left[\mathbf{r}(t) - \mathbf{G}_0\mathbf{C}_{ms}\mathbf{x}(t)\right] \tag{4.26}$$

na qual a matriz $\mathbf{I}$ é uma matriz identidade.

Substituindo a Equação (4.26) na Equação (4.23) determina-se o sistema com *feedback* de saída governado pela nova equação das variáveis de estado,

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \left[\mathbf{A} - \mathbf{B}\left[\mathbf{I} + \mathbf{G}_0\mathbf{D}\right]^{-1}\mathbf{G}_0\mathbf{C}_{ms}\right]\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\left[\mathbf{I} + \mathbf{G}_0\mathbf{D}\right]^{-1}\mathbf{r}(t) \tag{4.27}$$

Portanto, a matriz dinâmica das variáveis de estado do sistema mecânico é agora governada pelo novo sistema de matrizes,

$$\mathbf{A}_0 = \left[\mathbf{A} - \mathbf{B}\left[\mathbf{I} + \mathbf{G}_0\mathbf{D}\right]^{-1}\mathbf{G}_0\mathbf{C}_{ms}\right] \tag{4.28}$$

Para um dado sistema mecânico e matriz de ganho *feedback*, as propriedades do sistema a malha fechada podem ser calculadas usando a Equação (4.28). Em particular, a estabilidade do sistema a malha fechada pode ser avaliada pelo cálculo dos autovalores da matriz $\mathbf{A}_0$. Vários métodos têm sido desenvolvidos para calcular os elementos da matriz de ganho $\mathbf{G}_0$ para obter a resposta desejada à malha fechada. Dentre estes métodos, alguns trabalhos de redução de vibração em rotores com o uso de dois atuadores magnéticos como suporte e atuadores foram realizados com as técnicas de controle ótimo Regulador Linear Quadrático (*Linear Quadratic Regulator – LQR*), alocação de pólos, e desigualdades matriciais lineares (Linear Matriz Inequalities – *LMI*). Apesar da simplicidade da modelagem de rotor utilizado viga de Euler Bernoulli (KWON; YOUNG; BANG, 1997) o modelo de 14 graus de liberdade apresentou resultados satisfatórios de controle nas velocidades criticas, principalmente em elevadas rotações, tornando os controles bem indicados para turbomáquinas. Afim de se proceder com a verificação pratica de tais simulações, sugeriu-se a redução da ordem dos controladores e a atenção para a capacidade dinâmica dos atuadores magnéticos. Tais trabalhos científicos podem ser encontrados respectivamente em Perini et al.(2008a), Perini et al. (2008b) e Perini et al. (2009).

CAPÍTULO 5

CONTROLE FEEDFORWARD: CONCEITOS E APLICAÇÃO

5.1 - INTRODUÇÃO

Neste capitulo são apresentados temas básicos e uma aplicação prática da técnica de controle *feedforward*. Uma vez que esta técnica teve início no campo de acústica com o controlador de Lueg, este trabalho também traz resultados da aplicação desta técnica de controle para a extração de voz em ambientes com ruídos. Considerando que atualmente esta técnica já está muito bem difundida no campo de acústica, tornou-se válido, portanto, apresentar uma aplicação também comercialmente utilizada além da redução de vibrações em rotores.

O método *feedforward* tem uma longa e importante história no controle ativo. O princípio de controle acústico ativo foi primeiramente introduzido por Lueg (1936) em uma patente para um controle *feedforward* de canal único de perturbações tonais. Entretanto, foram necessárias aproximadamente duas décadas antes do primeiro controle analógico de canal único ser desenvolvido por Oslon e May (1953) e Conover (1956). Aplicações práticas tornaram se possíveis apenas na década de 1980 quando o processamento de sinal digital (DSP) permitiu a implementação dos controladores digitais adaptativos (CHAPLIN, 1983, ROURE, 1985).

Nesta aplicação de controle ativo não há restrição quanto ao tipo de perturbação que pode ser cancelado, uma vez que o sensor de referência é colocado opostamente e longe o suficiente para superar qualquer atraso no processador, tendo então um controlador ótimo e

causal. Dessa forma, sinais transientes e randômicos podem ser completamente cancelados com um controlador *feedforward* sob condições livres de ruído, desde que a informação no controlador seja suficientemente rápida processada estando disponível no atuador no momento que o controle se faz necessário.

Outra classe de sinal para o qual o controlador *feedforward* é amplamente utilizado é para aquela em que os sinais são periódicos. Neste caso, os valores futuros das formas de onda de um sinal podem, em princípio, serem perfeitamente previstas a partir das formas de ondas do passado. Na prática, entretanto, a medição da forma de onda nunca é perfeitamente previsível, mas pode ser aproximadamente sincronizada ao processo que a produz como, por exemplo, em uma máquina rotativa ou alternada. Neste caso, um *sinal de referência* pode ser geralmente obtido a partir da máquina e fornece avisos "avançados" da forma de onda do controlador, ao invés daquele obtido a partir do sensor de referência.

O estudo apresentado neste capítulo também é baseado nas literaturas de Fuller et al. (1996), e Nelson e Elliot (2001), que tratam especificamente de controle ativo de vibrações e processamento de sinais.

5.2 - CONTROLADORES DIGITAIS

Todos os sistemas de controle discutidos neste trabalho serão assumidos serem digitais, isto é, eles operam com sinais discretos no tempo. Claramente, o sinal sob controle, quer seja a variação da pressão acústica em um duto ou a velocidade de uma estrutura, é um sinal analógico, ou seja, contínuo no tempo. Assim, é importante que seja estabelecido a relação entre os sinais contínuos no tempo presentes no sistema físico sob controle e os sinais discretos no tempo usados pelo controlador. Apesar da teoria de sistema de dados amostrados estar muito bem desenvolvida (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 1997), empenhar-se-á aqui para que seja fornecida uma descrição física do processo envolvido e as condições sob as quais os sinais analógicos contidos no tempo possam ser facilmente inferidos a partir de suas correlações discretas no tempo.

O diagrama de blocos de uma planta linear contínua no tempo sujeita a uma perturbação $d_c(t)$, e provida de um controlador *feedforward* discreto no tempo é mostrada na Figura 5.1(a). O nome "planta" é largamente utilizado na literatura de controle para denotar o sistema físico sob controle que, no contexto do controle ativo, é o sistema entre a saída do

atuador secundário e a entrada do sensor usado para medir o sinal de erro residual. A saída deste sensor de erro na ausência de controle ativo é denominada *sinal de perturbação* e é causada pela influência da fonte original, ou primária, neste sensor. É assumido, entretanto, que a saída controlada é adicionada ao distúrbio na Figura 5.1 devido à superposição dos sinais físicos que ocorrem em um sistema de controle linear. O sistema completo de controle discreto no tempo inclui não apenas o controlador digital, $W(z)$, mas também os conversores de dados e os filtros analógicos de *anti-aliasing* e de reconstrução. A função de transferência da planta contínua no tempo no domínio da transformada de Laplace é igual $G_C(s)$ e assume-se que o filtro analógico de reconstrução, com a função de transferência $T_R(s)$, é utilizado após o conversor digital-analógico (CDA). O conversor digital-analógico sozinho geralmente possui uma ordem-zero inerente, cuja função de transferência no domínio de Laplace é igual a,

$$T_Z(s) = \frac{(1 - e^{-sT})}{s} \tag{5.1}$$

onde T é o tempo de amostragem.

Assume-se que a reposta combinada entre filtro de reconstrução e a planta fornece atenuação suficiente dos componentes de freqüência produzidos pelo CDA acima da metade da freqüência de amostragem para que a saída da planta seja efetivamente banda-limitada para abaixo destas freqüências. Similarmente, assume-se que o filtro *anti-aliasing*, com função de transferência $T_A(s)$, remove qualquer componente da perturbação contínua no tempo acima da metade da freqüência de amostragem. Sob estas condições o sinal de erro discreto no tempo é uma representação fiel do sinal de erro contínuo no tempo e, mais importante, o sinal de erro filtrado contínuo no tempo comporta-se brandamente durante o tempo de amostragem discreta.

Assumindo que não há perturbações, a função de transferência no domínio da transformada z a partir da entrada $u(n)$ amostrada até a saída amostrada $e(n)$ é a resposta real da planta vista pelo controlador digital, que também é conhecido como função de transferência por impulso. Essa função de transferência, $G(z)$, corresponde à resposta da planta "vista" pelo controlador digital, também inclui a resposta do sistema sob controle contínuo no tempo, os conversores de dados e os filtros analógicos de *anti-aliasing* e de reconstrução. É também conveniente incluir qualquer atraso de processamento no controlador

dentro da resposta da planta amostrada. Isso é tipicamente uma amostra completa de atraso para sistemas de controle ativo que operam sincronicamente a taxas relativamente altas de amostragens, mas também poderia ser uma fração de atraso da amostra para sistemas que operam a uma taxa mais lenta de amostragem na qual a entrada e a saída do controlador não estariam sincronicamente amostradas. A resposta real da planta vista pelo controlador digital pode ser computada obtendo-se a transformada *z* da amostra da resposta ao impulso do sinal contínuo no tempo, que é dado pela transformada inversa de Laplace da função de transferência no domínio *s*. Assim,

$$G(z) = ZL^{-1}\left[T_Z(s)T_R(s)G_C(s)T_A(s)\right] \tag{5.2}$$

onde Z denota fixar a transformada z e L^{-1} denota fazer uso da transformada inversa de Laplace. O diagrama de blocos do controlador *feedforward* equivalente discreto no tempo é mostrado na Figura 5.1(b), onde a resposta da planta $G(z)$ discreta no tempo inclui todos os dados dos conversores e filtros analógicos.

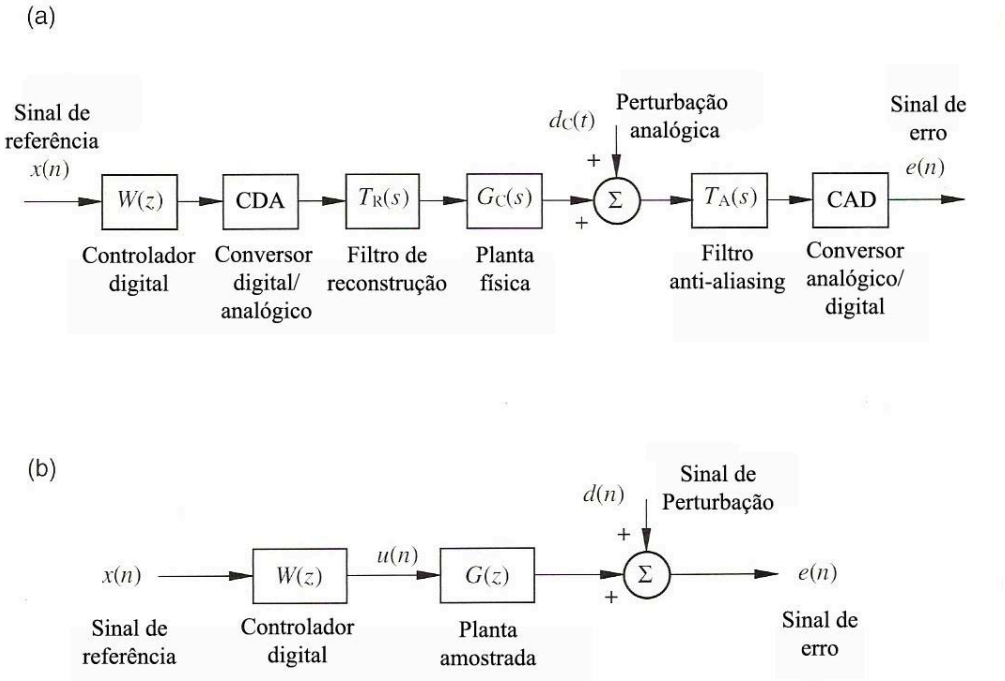


Figura 5.1- Diagrama de blocos (a) de uma planta análoga contínua no tempo conduzida por uma amostra de tempo de controlador *feedforward* digital e (b) sua equivalente representação amostrada no tempo.

5.3 - CONTROLE *FEEDFORWARD* DE CANAL ÚNICO

Os componentes físicos de um sistema de controle *feedforward* de canal único estão ilustrados na Figura 5.2. A diferença entre este diagrama para o de controle *feedback* é que o controlador eletrônico *H* é agora direcionado por uma estimativa da excitação original do sistema mecânico devido à fonte primária *x*. O sinal proporcional à resposta *e* do sistema mecânico não age diretamente no caminho do controle, mas pode ser usado para adaptar a resposta do controlador. A excitação original é assumida influenciar o sistema mecânico através da força primária f_p, que se relaciona à excitação original através do caminho de transmissão primário *P*.

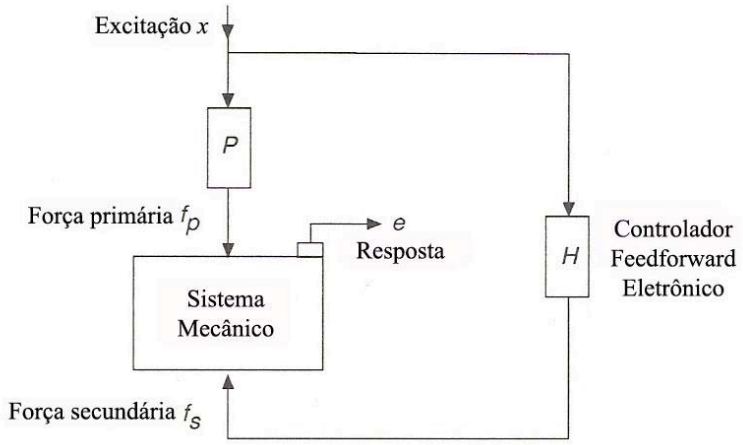


Figura 5.2 - Componentes de um sistema de controle *feedforward*.

A próxima excitação do sistema mecânico também é assumida ser proporcional à diferença entre as forças primárias e secundárias ($f_p - f_s$), e a resposta do sistema está relacionada a esta excitação através da resposta do sistema mecânico *G*. A Figura 5.3 mostra o diagrama de blocos equivalente ao sistema de controle *feedforward*, no qual os sinais são todos representados por suas transformadas de Laplace e as respostas dos vários componentes pelas suas funções de transferência. Uma característica complicadora em potencial do sistema de controle *feedforward*, que freqüentemente está presente quando a excitação é randômica e o sensor de detecção é usado para obter uma estimativa da excitação original, é o *feedback* da entrada secundária voltar para o sensor de detecção. Este caminho de *feedback* é geralmente devido a distúrbios mecânicos, causados pela força secundária, encontrando seus caminhos de volta para o sensor de detecção através do caminho primário, que na prática não é apenas a função de transferência unidirecional como está representada na Figura 5.3. A fim de se

analisar o comportamento e as limitações do controlador *feedforward* com um caminho *feedback,* que pode ser aglomerado em uma resposta global do controlador sem afetar as conclusões da análise, também é discutido por Nelson e Elliot (1992). Em uma implementação de controlador *feedforward* na prática, o efeito do caminho *feedback* pode ser removido tendo-se um filtro *feedback* elétrico separado no controlador, ajustado de maneira a ter a resposta igual àquela do caminho *feedback*, da qual a saída é subtraída o sinal de excitação detectado. Em telecomunicações tal técnica é conhecida como "cancelamento do eco" (SONDHI; BERKLEY, 1980) e arquiteturas de "cancelamento de *feedback*" similares têm sido empregadas no controle ativo de som (POOLE et al., 1984) e no controle ativo de vibração (ELLIOT; BILLET, 1993).

A partir da Figura 5.3 fica claro que a transformada de Laplace da resposta do sistema mecânico pode ser expressa neste caso como

$$E(s) = G(s)\big[P(s) - H(s)\big]X(s) \tag{5.3}$$

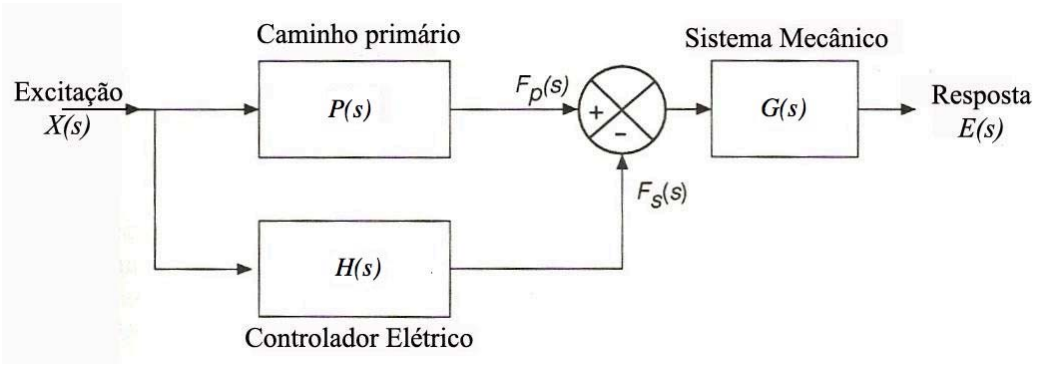


Figura 5.3 - Diagrama de bloco equivalente de um sistema de controle *feedforward*

Neste simples caso, assumiu-se que a resposta do sistema mecânico é devida apenas à excitação primária e à fonte secundária. Em particular, assume-se que nenhum outro sinal não-correlacionado está presente, o que agiria como um ruído no sistema. O efeito de tal medição do ruído será considerado na próxima seção, mas agora se examinará as conseqüências da Equação (5.3) sem esta complicação. Na ausência de ruído pode-se, em princípio, direcionar a resposta do sistema à zero usando o controle *feedforward*, isto é, pode-se perfeitamente cancelar a resposta do sistema a todo o momento balanceando corretamente F_p com F_s. A transformada de Laplace também seria zero sob estas condições e a partir da Equação (5.3) isso poderia ser claramente alcançado se a resposta do controlador se igualasse exatamente com o caminho primário, ou seja,

$$se\ H(s) = P(s)\ \text{então}\ E(s) = 0 \tag{5.4}$$

Assumindo que a perturbação original é randômica, a Equação (5.4) deve ser satisfeita para todos os valores da freqüência complexa *s*. Isso significa que a magnitude e a fase da freqüência de resposta do controlador *feedforward* deve ser exatamente igual à obtida no caminho primário para todas as freqüências, e assim as respostas ao impulso deste sistema também devem ser idênticas. Em princípio esta tarefa é apenas um problema de projeto de filtro eletrônico. Na prática, o número de problemas aumenta particularmente quando o controlador *feedforward* é implementado digitalmente, como geralmente é o caso quando o controlador é feito adaptativo. Filtros eletrônicos implementados digitalmente possuem um atraso (defasagem) inevitável associado a eles. Isto é parcialmente devido ao tempo de processamento do sistema digital, porém, mais importante, é devido ao deslocamento de fase dos filtros passa - baixa analógicos que são geralmente usados para prevenir o efeito de *aliasing* e na reconstrução da forma de onda da saída. (NELSON; ELLIOT, 1992, seção 6.13). Uma conseqüência para este atraso inerente é que a parte inicial da resposta ao impulso do caminho primário não pode ser modelada por um controlador digital. Isso não representa um grande problema no controle ativo de som, uma vez que a propagação das ondas acústicas no ar é não-dispersiva e a velocidade da propagação é relativamente baixa. Em estruturas, no entanto, a velocidade de onda de distúrbios é geralmente e consideravelmente maior que aquela para ondas acústicas no ar, e os componentes de altas freqüências de ondas de flexão podem também se propagar rapidamente. O atraso associado com a implementação digital de um controlador para o controle *feedforward* de uma vibração randômica pode assim ter sérias conseqüências na extensão do cancelamento obtido.

Se o distúrbio é determinístico, entretanto, tais problemas de causalidade não estão presentes porque o comportamento futuro do distúrbio é, em princípio, perfeitamente previsível a partir do seu comportamento precedente. Como exemplo de controle de tal sinal, considera-se o controle como um distúrbio senoidal de freqüência angular ω_0 e escolhe-se trabalhar em termos das variáveis do domínio da freqüência complexa. O sinal de referência neste caso é tomado como seno complexo unitário ($X(j\omega_0) = e^{j\omega_0 t}$), assim a resposta complexa do sistema mecânico pode ser escrita como

$$E(j\omega_0) = G(j\omega_0)[P(j\omega_0) - H(j\omega_0)] \tag{5.5}$$

A fim de cancelar exatamente a resposta a esta freqüência tem-se que apenas combinar a amplitude e a fase da resposta do controlador *na* freqüência ω_0 para que sejam iguais àquelas do caminho primário. Em termos de resposta complexa em ω_0, tem-se

$$\text{se } H(j\omega_0) = P(j\omega_0) \text{ então } E(j\omega_0) = 0 \tag{5.6}$$

Esta condição, para um valor único de ω_0, é obviamente tão menos rigorosa de se encontrar que aquela no caso da excitação randômica (Equação (5.4)), uma vez que a freqüência de resposta do controlador deve apenas se igualar com a do caminho primário em uma freqüência única. Deve-se notar que, entretanto, para atenuar $E(j\omega)$ em 20db, por exemplo, a resposta $H(j\omega)$ do controlador deve-se igualar à do caminho primário $P(j\omega)$ dentre aproximadamente ±0,6db, em amplitude e aproximadamente ±4º em fase (ANGEVINE, 1992).

5.3.1 - O EFEITO DA MEDIÇÃO DO RUÍDO

Com o intuito de se examinar a medição do ruído, é conveniente que se redesenhe o diagrama de blocos do controlador *feedforward* da Figura 5.3 como o da Figura 5.4(a). As funções de transferência do controlador e do sistema mecânico também foram trocadas pelas suas respostas em freqüência e o espectro de vários sinais é mostrado ao invés de suas transformadas de Laplace. Neste diagrama, o nó referente à soma também foi movido para o outro lado do sistema mecânico e a subtração introduzida na Figura 5.3, devido ao posicionamento de F_s, conforme mostra a Figura 5.2, foi absorvida por G. O espectro da saída do sensor de resposta antes do controle é agora denotado $D(j\omega)$, contudo a fonte primária é agora assumida estar contaminada com contribuições não-correlacionadas provindas de outras fontes. Similarmente, a estimativa da excitação primária usada para direcionar o controlador *feedforward*, cujo espectro é $X(j\omega)$, é também assumida estar contaminada com a medição de ruído não-correlacionado com os distúrbios da fonte primária. O caminho da excitação $X(j\omega)$ através do controlador $H(j\omega)$ para a entrada $U(j\omega)$ que chega no sistema mecânico $G(j\omega)$ e segue para a resposta $E(j\omega)$, permanece inalterado. Deve-se notar, entretanto, que com o diagrama de blocos da forma apresentada na Figura 5.4(a), qualquer comportamento dinâmico do atuador secundário é levado em conta considerando-o como parte da resposta do sistema

mecânico $G(j\omega)$, no caso em que $U(j\omega)$ e $E(j\omega)$ podem ser considerados como as voltagens elétricas aplicadas ao atuador secundário e medido no sensor de resposta, respectivamente.

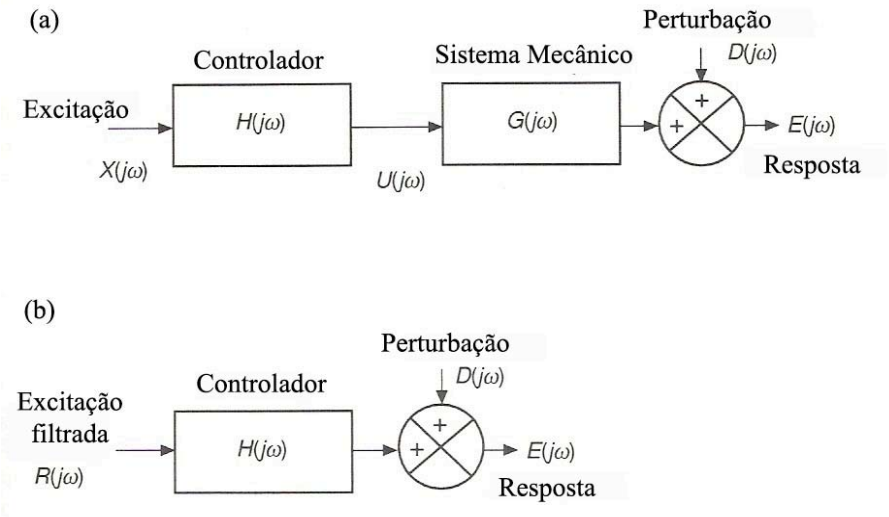


Figura 5.4 - Diagrama de bloco alternativo do sistema de controle *feedforward*.

A Figura 5.4(a) pode então ser redesenhada na Figura 5.4(b), na qual o espectro do sinal da excitação filtrado é usado, sendo definido por,

$$R(j\omega) = G(j\omega)X(j\omega) \tag{5.7}$$

O diagrama de blocos da Figura 5.4(b) é exatamente equivalente ao mostrado na Figura 5.4(a), desde que o controlador e o sistema mecânico sejam lineares e invariantes no tempo, como pode ser visto pela transposição da ordem desses dois elementos na Figura 5.4(a). O espectro do distúrbio da malha pode agora ser escrito, usando a Figura 5.4(b) como,

$$E(j\omega) = D(j\omega) - H(j\omega)R(j\omega) \tag{5.8}$$

Mesmo que a medição do ruído esteja presente na excitação e nos sinais de resposta, algum grau de controle *feedforward* pode ainda ser obtido. Com a finalidade de reduzir $E(j\omega)$ para a melhor extensão possível, um ajuste deve ser desenhado para a resposta do controlador. O cancelamento perfeito do distúrbio primário pode ser atingido se o controlador fosse projetado como se não houvesse ruído presente (Equação (5.4)), mas isso causaria amplificação da medição do ruído presente no sinal de excitação. Tal amplificação não

ocorreria se a resposta do controlador fosse ajustada a zero, entretanto, claramente, nenhum cancelamento referente ao distúrbio primário seria então atingido também.

Esse compromisso no projeto de um controlador ativo é similar àquele encontrado ao se obter o estado ótimo da resposta em freqüência, que é assumida a se relacionar com dois sinais observados, como discutido, por exemplo, por Bendat e Piersol (1986). A resposta em freqüência do controlador ótimo, $H_{opt}(j\omega)$, o qual satisfaz esse compromisso, pode ser obtida usando o princípio da ortogonalidade (PAPOULIS, 1981). Isso mostra que o erro quadrado médio é reduzido para a melhor extensão possível quando o erro residual é completamente não-correlacionado com o sinal proveniente do filtro. Referindo-se a Figura 5.4(b), pode-se observar que o critério de otimização é satisfeito neste caso se,

$$E[R^*(j\omega)E(j\omega)] = 0 \tag{5.9}$$

na qual $E[\ ]$ denota o operador expectativa e o expoente * denota o conjugado complexo. Se o sinal de erro é expandido usando a Equação (5.8), e notando-se que a operação expectativa e a multiplicação dela por $H(j\omega)$ são ambas operações lineares, então a Equação (5.9) pode ser escrita como,

$$E[R^*(j\omega)D(j\omega)] - H_{opt}(j\omega)\ E[R^*(j\omega)R(j\omega)] = 0 \tag{5.10}$$

na qual $H_{opt}(j\omega)$ é o valor de $H_{opt}(j\omega)$ requerido para satisfazer a condição de otimização da Equação (5.9). Assim, este valor pode ser expresso por,

$$S_{rd}(\omega) - H_{opt}(j\omega)S_{rr}(\omega) = 0 \tag{5.11}$$

onde a densidade espectral cruzada entre $R(j\omega)$ e $D(j\omega)$ e a PSD (*power-spectral density*) de $R(j\omega)$ são definidas por,

$$S_{rd}(\omega) = E[R^*(j\omega)D(j\omega)], \tag{5.12}$$

$$S_{rr}(\omega) = E[R^*(j\omega)R(j\omega)]. \tag{5.13}$$

e a Equação (5.11) pode ser usada para se encontrar uma expressão para a resposta em freqüência do controle ótimo em termos da densidade cruzada e da densidade espectral de potência (PSD) como,

$$H_{opt}(j\omega) = -\frac{S_{rd}(j\omega)}{S_{rr}(j\omega)} \tag{5.14}$$

A Equação (5.14) pode ser usada como a base para o projeto prático do controlador, como discutido por Roure (1985) e Nelson e Elliot (1992). Limitou-se a discussão aqui a um exame do efeito de implementação em um controlador que é utilizado em um sistema de controle ativo. Substituindo a Equação (5.14) na (5.8), a PSD da resposta residual pode ser expressa como,

$$S_{ee}(\omega)_{\min} = S_{dd}(\omega) - \frac{\left|S_{rd}(\omega)\right|^2}{S_{rr}(\omega)} \tag{5.15}$$

Usando a definição do sinal de excitação filtrado (Equação (5.7)) a densidade espectral cruzada e a PSD, Equações (5.12) e (5.13), podem ser expressas como

$$S_{rd}(\omega) = G(j\omega)S_{xd}(\omega) \tag{5.16}$$

$$S_{rr}(\omega) = \left|G(j\omega)\right|^2 S_{xx}(\omega) \tag{5.17}$$

nas quais $S_{xd}(\omega)$ é a densidade espectral cruzada entre o sinal de excitação observado e a resposta do sistema na ausência de controle, e $S_{xx}(\omega)$ é a PSD da excitação observada. Reconhecendo que $S_{dd}(\omega)$ é a PSD da resposta antes do controle, as mudanças fracionais na PSD da resposta podem agora serem escritas usando-se as Equações (5.16) e (5.17), como segue,

$$\frac{S_{ee}(\omega)_{\min}}{S_{dd}(\omega)} = 1 - \frac{\left|S_{xd}(\omega)\right|^2}{S_{xx}(\omega)S_{dd}(\omega)} \tag{5.18}$$

O termo final nessa expressão é a conexão entre o sinal de excitação observado e o sinal de resposta primária, que proporciona um método muito conveniente de estabelecimento da melhor redução possível que pode ser atingida com um controlador linear invariante no tempo (ROSS, 1980, NELSON; ELIOT, 1992).

5.4 - CONTROLE DE PERTURBAÇÕES DETERMINÍSTICAS

Uma perturbação é inteiramente determinística se todo seu comportamento futuro pode ser perfeitamente previsto a partir de seu comportamento precedente. Na prática, muitas formas de perturbações podem ser tratadas como sendo quase determinística sobre a escala temporal de importância no controle ativo, assim o sinal é quase perfeitamente previsível. Previsibilidade em um sinal randômico implica que sua função de auto-correlação seja de longa duração que, por sua vez, implica que seu espectro deva ter relativamente picos afiados. Dessa forma, perturbações que são quase determinísticas também são referidas a ser *banda estreita*. O exemplo mais importante de uma perturbação em controle ativo é aquela gerada por uma máquina rotativa ou alternada, caso no qual o som e a vibração resultantes podem ser tratados, dentro dos limites requeridos de precisão, como sendo periódicos. Se as perturbações fossem perfeitamente periódicas e a resposta da planta não mudasse, o controle ótimo poderia ser alcançado com um controlador não variante no tempo. Na prática, a maioria dos sinais de perturbações encontrados em controle ativo muda vagarosamente, logo não são perfeitamente periódicos, e então são requeridos controladores adaptativos para manter o bom desempenho. É possível implementar sistemas de controle adaptativos que controlam essas perturbações periódicas tanto no domínio do tempo ou da freqüência. Será assumido adiante que a freqüência fundamental de perturbação é conhecida. Essa informação é geralmente obtida a partir do sinal de referência periódico externo, gerado por um tacômetro em uma máquina rotativa ou alternada, por exemplo. Alguns métodos de se estimar essa freqüência fundamental a partir apenas do sinal de perturbação e então implementar um sistema de controle sem sinal externo de referência, têm sido discutido por Bodson e Douglas (1997) e Meurers e Veres (1999), por exemplos, conforme citados por Elliot (2001).

5.4.1 - CONTROLE HARMÔNICO

Um método mais comum de controle de perturbações periódicas é implementar um controlador que trabalha no domínio do tempo, ou seja, opera em cada harmônico das perturbações separadamente. Uma amostra de perturbação periódica pode ser representada pela soma finita de seus harmônicos,

$$d(n) = \sum_{k=-K}^{K} D_k e^{j k \omega_0 T n} \tag{5.22}$$

onde k é o número de harmônicos, D_k é a amplitude complexa do k-ésimo harmônico. A amplitude complexa dos harmônicos com valores negativos de k são os conjugados das de índices positivos, ou seja, $D_{-k} = D_k^*$, e são assumidos ser um total de K harmônicos. A quantidade de $\omega_0 T$ é 2π vezes a freqüência fundamental normalizada, isto é, a freqüência fundamental real, $\omega_0 / 2\pi$ em Hertz, dividido pela taxa de amostragem, $1/T$. Se o sistema sob controle é linear, a amplitude do sinal de erro em um harmônico dependerá apenas da perturbação e da entrada de controle no mesmo harmônico. O algoritmo de controle pode ser dividido em K ciclos independentes, cada um operando em um harmônico individual, que não influencia o estado estacionário. O número de harmônicos escolhido para controlar dependerá da aplicação. O controlador mais simples, para uma perturbação com um número de harmônicos relativamente pequeno, pode ter um sinal de referência tonal separado para cada harmônico. Um filtro de controle individual pode então ser usado para cada harmônico, que apenas tem de ter sua amplitude e fase ajustada à resposta do sinal de erro em uma freqüência. Essa forma de controlador foi proposta por Conover (1956) e o plano de controle original por ele usado é mostrado na Figura 5.6, na qual circuitos analógicos são usados para gerar o sinal de referência e para ajustar a amplitude e a fase. Conover estava preocupado com o controle ativo do ruído de um transformador. Este ruído é o mais prevalecente nos harmônicos pares da linha de freqüência, uma vez que é predominantemente gerado por "*magnetostriction*" (uma propriedade do material ferromagnético que faz com que altere a sua forma, quando submetido a um campo magnético.) no núcleo do transformador. Em 1956, a linha de freqüência do transformador de Conover era de 60Hz e ele usou um retificador de onda completa para dobrar a freqüência fundamental e gerar um sinal rico em harmônicos. Esses harmônicos foram então individualmente selecionados com filtros passa-banda, para produzir

sinais de referência tonal em 120 Hz, 240 Hz e 360 Hz, cujas amplitudes poderiam ser ajustadas antes de serem juntamente compostos e usadas para acionar o alto-falante secundário.

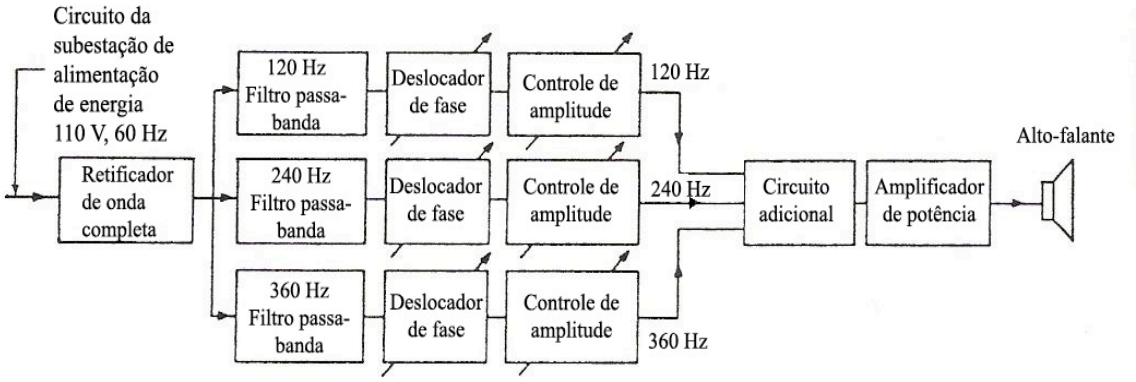


Figura 5.6 - Controle de uma fonte sonora periódica pelo uso de harmônicos individuais (CONOVER, 1956).

Originalmente, Conover propôs um ajuste manual da amplitude e fases dos harmônicos individuais, como ilustrado na Figura 5.7, tirada do seu artigo de 1956.

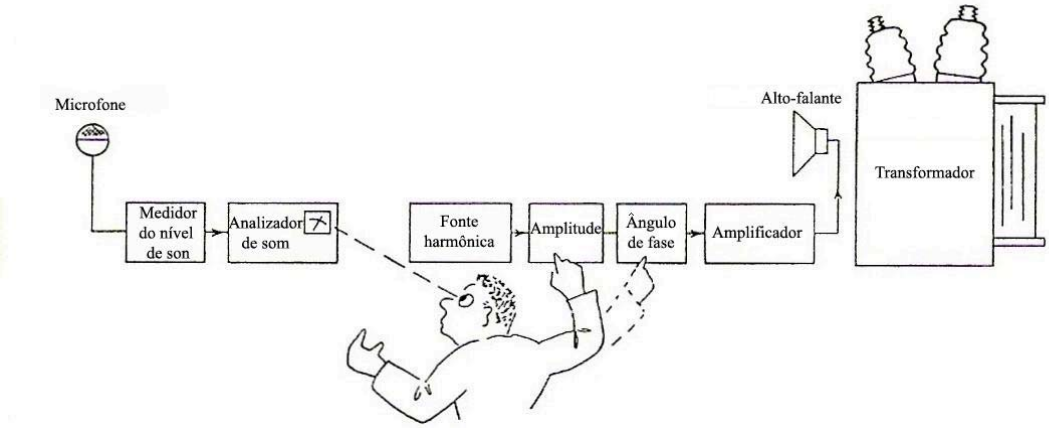


Figura 5.7 - Adaptação manual da amplitude e da fase de um controlador *feedforward* para perturbações harmônicas (Conover, 1956).

Entretanto, Conover discute a necessidade para a adaptação automática e ele descreve como foi um trabalho difícil implementar usando a tecnologia analógica no seu aparato. Usando técnicas digitais, é muito mais fácil ajustar automaticamente a amplitude e a fase de um sinal de referência senoidal, e isso tem propiciado o rápido desenvolvimento dos controladores no domínio da freqüência nos anos recentes. Na prática, a parte real e

imaginária do sinal de controle complexo, que corresponde às partes em fase e de quadratura dos sinais físicos, são as geralmente ajustadas em um sistema moderno, ao invés da amplitude e a fase, como fez Conover.

O componente complexo do sinal de erro do estado estacionário no *k*-ésimo harmônico pode ser escrito como,

$$E_k = D_k + G(e^{jk\omega_0 T})U_k \tag{5.23}$$

onde D_k foi apresentado na Equação (5.22), $G(e^{jk\omega_0 T})$ é a resposta de freqüência complexa da planta em uma freqüência angular normalizada de $k\omega_0 T$ e U_k é o sinal complexo de controle nesta freqüência.

Claramente o sinal de erro neste harmônico pode ser conduzido à zero neste caso de canal único se a entrada de controle for igual ao valor ótimo dado por,

$$U_{k,opt} = -\frac{D_k}{G(e^{jk\omega_0 T})} \tag{5.24}$$

Nota-se que como esta equação deve ser satisfeita em apenas uma única freqüência, não há problemas com a casualidade do controlador, que pode ser implementado usando qualquer circuito que forneça os valores de amplitude e fase corretos em $k\omega_0 T$, mesmo se a resposta da planta possui consideráveis atrasos.

Na prática, a resposta da planta e a perturbação não podem nunca serem medidas com perfeita precisão e um método iterativo de ajustagem do sinal de controle deve ser geralmente usado. Esse fato tem a vantagem adicional de ser capaz de rastrear não-estacionalidades na perturbação, apesar disso ocorrer em uma escala de tempo que é longa quando comparada com o período da perturbação, uma vez que caso contrário a representação de séries harmônicas da Equação (5.22) não seria mais conservada.

5.4.2 - CONTROLADORES DIGITAIS ADAPTATIVOS

Apesar de ser possível obter a resposta em freqüência do controlador *feedforward* adaptativo usando métodos já demonstrados, o problema de projetar um filtro prático que

implementa esta resposta em freqüência ainda continua. Este problema é agravado pelo fato do controlador ótimo ser dependente das propriedades estatísticas do sinal de excitação, e da resposta em freqüência do caminho primário. Na prática tanto o sinal de excitação quanto o caminho primário vão alterar-se vagarosamente com o tempo, e para manter o balanço delicado requerido pelo controle *feedforward*, a resposta do controlador deve também mudar com o tempo. É relativamente fácil alterar as características de um filtro digital pelo ajuste de seus coeficientes, mas é geralmente difícil mudar a resposta de um filtro analógico. Por esta razão a maioria das implementações práticas para controle de vibrações *feedforward* para sistemas ativos usam filtros digitais adaptativos. Estes controladores operam em versões amostradas dos sinais e são freqüentemente referidos como "controladores no domínio do tempo". Esta seção está focada em um algoritmo o qual pode ser usado para automaticamente ajustar os coeficientes de tal filtro para alcançar o objetivo desejado e então implementar o controlador digital adaptativo.

As propriedades e implementação de filtros digitais estão descritas em vários livros (por exemplos, Oppenheim e Shafter (1975), Rabiner e Gold (1975)) e foram resumidos no capítulo 4 de Nelson e Elliot (1992). Deve-se concentrar aqui na adaptação de filtros digitais dos quais as saídas são formadas a partir da soma ponderada das entradas anteriores (WIDROW; STEARNS, 1985). Tais filtros digitais possuem uma resposta ao impulso a qual é de duração finita e são conhecidas como Resposta ao Impulso Finito (*Finite Impulse Response* – FIR). Se o sinal de excitação obtido da primeira fonte é amostrado a uma taxa constante para produzir a seqüência *x(n)* e esta é usada como sinal de entrada para um filtro FIR que age como controlador em um sistema de controle de vibração *feedforward*, a seqüência de saída do controlador pode ser escrita como,

$$u(n) = \sum_{i=0}^{I_f - 1} h_i x(n-i) \tag{5.25}$$

Nessa expressão, n denota o número de amostras que pode assumir apenas valores inteiros, n = ... -3,-2,-1,0,1,2,3, etc, e as variáveis h_i denotam os coeficientes dos filtros que ponderam as entradas atuais e anteriores do sinal *x(n)*. Por conveniência de notações, usa-se o operador notacional descrito, por exemplos, por Åström e Wittenmark (1984), Goodwin e Sin (1984) e Johnson (1988) para indicar a operação de filtragem digital. Nesta notação q^{-1} denota o

operador unidade de atraso que quando opera na seqüência de *x(n)*, ele a transforma na mesma seqüência atrasada de uma amostra. Esta operação é convencionalmente escrita por,

$$q^{-1}x(n) = x(n-1) \tag{5.26}$$

A ação do filtro FIR pode também ser representada como um operador que pode ser denotado por,

$$H(q) = h_0 + h_1 q^{-1} + h_2 q^{-2} + ... + h_{I-1} q^{I_f - 1} \tag{5.27}$$

Assim, a Equação (5.25) pode agora ser escrita na forma de operador como segue,

$$u(n) = H(q)x(n) \tag{5.28}$$

A fim de se usar a seqüência de saída, definida pela Equação (5.25), para se direcionar o atuador secundário, ela deve ser convertida em uma voltagem analógica usando um conversor digital-analógico, cuja forma de onda deve ser atenuada usando o filtro analógico passa-baixa. Similarmente, antes da resposta da malha do sistema mecânico poder ser usada para ajustar os coeficientes do controlador digital, ela também deve ser convertida em uma seqüência, amostrada na mesma taxa, passando o sinal analógico através do filtro analógico passa-baixa, para se evitar o efeito de *aliasing*, e então passá-lo através do conversor analógico-digital. O caminho geral do sinal a partir seqüência de saída do controlador até a seqüência que representa a resposta da malha contém alguns componentes que são adicionais à reposta do sistema mecânico. Uma vez que os filtros analógicos previnem os sinais digitais do efeito de *aliasing*, cada um dos componentes deste caminho possui uma resposta linear. Esse caminho geral pode então ser completamente modelado pela resposta de um filtro digital fixo equivalente que é denotado pelo operador $G(q)$, como ilustrado na Figura 5.8.

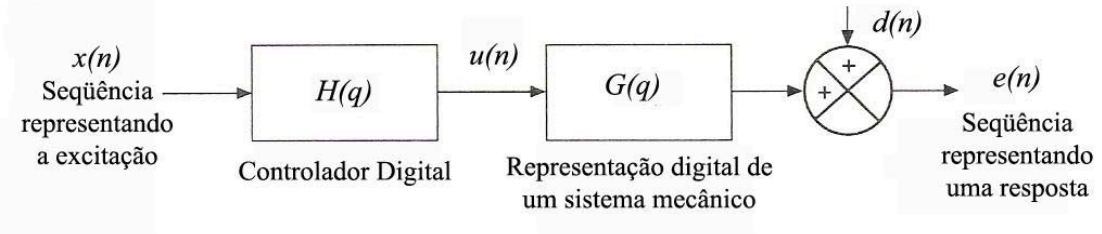


Figura 5.8 - Diagrama de bloco de um controlador *feedforward* digital

A seqüência que representa a resposta da malha do sistema mecânico, $e(n)$, pode então ser escrita como a soma da resposta sem controle, $d(n)$, e aquela devido ao atuador secundário, $G(q)\,u(n)$, assim,

$$e(n) = d(n) + G(q)u(n) \tag{5.29}$$

A Equação (5.28) pode agora ser usada para expressar a seqüência de resposta da malha em termos da resposta do controlador e da seqüência de excitação, $x(n)$, que neste contexto também é chamada de sinal de referência, dessa forma,

$$e(n) = d(n) + G(q)H(q)x(n) \tag{5.30}$$

Devido aos operadores $G(q)$ e $H(q)$ serem lineares e invariantes no tempo, a ordem em que estão escritos na Equação (5.30) pode ser reescrita, ou seja,

$$e(n) = d(n) + H(q)r(n) \tag{5.31}$$

onde,

$$r(n) = G(q)x(n) \tag{5.32}$$

que é a seqüência gerada ao passar o sinal de excitação através do filtro digital representando o comportamento dos sistemas mecânicos, sendo chamada de *sinal de referencia filtrado*. Expandindo-se o operador notação, usando a Equação (5.27), pode-se escrever a Equação (5.31) da seguinte forma:

$$e(n) = d(n) + \sum_{i=0}^{I_f-1} h_i r(n-i) \tag{5.33}$$

a partir da qual fica claro que a resposta da malha do sistema é linearmente dependente de cada um dos coeficientes do controlador digital.

O problema de quão bom esses coeficientes podem ser adaptados pode agora ser discutido. Escolhe-se minimizar a função custo definida pela resposta instantânea da malha ao quadrado:

$$J = e^2(n) \tag{5.34}$$

Essa quantidade é uma função quadrática de cada um dos coeficientes h_i e, uma vez realizada a excitação, que neste caso é o sinal de referência filtrado $r(n)$, essa quantidade tem pelo menos metade de componentes espectrais dos muitos componentes existentes no controlador, assim, o controle do filtro é *persistentemente excitado* (ver, por exemplo, Goodwin e Sin, 1984 ou Johnson, 1988), e essa função quadrática tem um único mínimo global.

Um algoritmo gradiente descendente (descida máxima ou *steepest descent*) garante a convergência para a solução ótima global para este problema. Tal algoritmo adaptativo pode ser escrito como,

$$h_i(n+1) = h_i(n) - \mu \frac{\partial J}{\partial h_i(n)} \tag{5.35}$$

onde μ é um coeficiente de convergência e h_i é o *i*-ésimo coeficiente do controlador na *n*-ésima amostra temporal. A partir da definição da função *J*, dada pela Equação (5.34), o termo derivativo na Equação (5.35) pode ser escrito como

$$\frac{\partial J}{\partial h_i(n)} = 2e(n)\frac{\partial e(n)}{\partial h_i(n)} \tag{5.36}$$

A partir da Equação (5.33) a derivada de $e(n)$ com relação a h_i pode também ser vista sendo simplesmente $r(n-i)$. Assume-se que os coeficientes do filtro de controle estão variando lentamente, assim, o fato de que h_i é também uma função do tempo, $h_i(n)$, não altera significativamente a Equação (5.33). O algoritmo da descida máxima necessário para adaptar os coeficientes do controlador digital, dado pela Equação (5.35), pode então ser escrito como,

$$h_i(n+1) = h_i(n) - ae(n)r(n-i) \tag{5.37}$$

na qual $a = 2\mu$ é outro fator de convergência. Este algoritmo é conhecido como o algoritmo LMS x-filtrado, desde que $r(n)$ seja obtido filtrando-se o sinal de referência $x(n)$ com $G(q)$ na Equação (5.32) e foi primeiramente proposto por Morgan (1980). As propriedades de convergência do algoritmo LMS x-filtrado são similares àquelas do algoritmo LMS normal. A diferença entre os dois casos é que o comportamento da convergência do algoritmo LMS x-filtrado é determinada pelos autovalores da matriz de auto-correlação do sinal de referência filtrado, $r(n)$, ao invés daqueles que são determinados pelo sinal de referencia por ele mesmo, $x(n)$, que determina o comportamento do algoritmo LMS normal. Em particular, o máximo coeficiente de convergência para o algoritmo LMS x-filtrado está relacionado com a média quadrada do sinal de referência $\overline{r^2}$ da mesma maneira que está para o valor médio quadrado do sinal de referência do algoritmo LMS normal (WIDROW; STEARNS, 1985, Capitulo 6); assim, o maior valor estável de a é aproximadamente,

$$a_{\max} \approx \frac{1}{\overline{r^2} I_f} \tag{5.38}$$

onde I_f é o número de coeficientes no filtro adaptativo (Equação (5.25)). Quando atrasos estão presentes na malha fechada esse coeficiente de convergência deve ser relativamente reduzido e algumas simulações apresentadas por Elliott e Nelson (1989) sugerem que,

$$a_{\max} \approx \frac{1}{\overline{r^2}(I_f + \delta)} \tag{5.39}$$

representando, assim, a estimativa mais precisa do máximo coeficiente de convergência em um sistema com um atraso puro de δ amostras. Na prática, um filtro digital separado que aproxima a resposta verdadeira $G(q)$ deve ser usado para gerar um sinal de referência filtrado. A convergência do algoritmo LMS x-filtrado tem sido encontrada como sendo muito robusta para diferenças entre a resposta deste modelo de filtro e o caminho verdadeiro (MORGAN, 1980, ELLIOT et al., 1987, BOUCHER et al., 1991). O diagrama de blocos da implementação prática do algoritmo LMS x-filtrado de canal único é mostrado na Figura 5.9,

no qual o sinal de referência filtrado é obtido usando-se um filtro digital, $\hat{G}(q)$, cuja resposta é uma aproximação para o caminho verdadeiro secundário, $G(q)$. Na Figura 5.9, $H_1(q)$ é um filtro fictício, acionado por $r(n)$ e adaptado para minimizar $e^2(n)$, cujos coeficientes são copiados para dentro do controlador, $H(q)$.

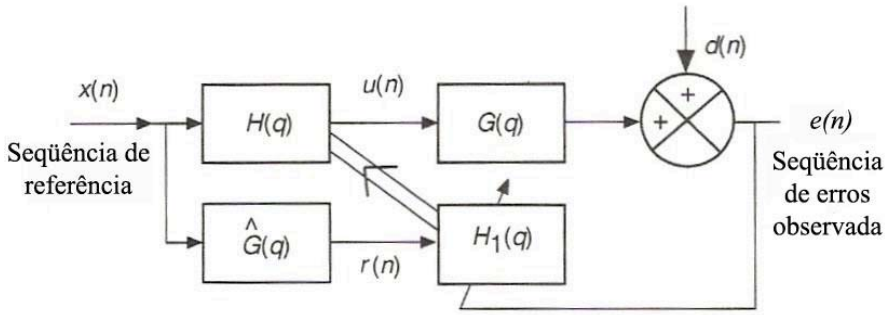


Figura 5.9 - Diagrama de bloco de uma implementação prática do algoritmo LMS x-filtrado.

5.4.3 - CONTROLE *FEEDFORWARD* DE MULTI-CANAL

Um sistema de controle ativo de canal único é, em princípio, capaz de completamente controlar a vibração em uma direção, em um único ponto em uma estrutura. Entretanto, frequentemente são encontradas estruturas que necessitam ter controle de vibrações tanto em várias direções como em vários pontos. Atuadores de controle múltiplos devem então ser usados para se executar o controle ativo, e o desempenho desses atuadores são geralmente medidos por sensores de respostas (ou erros) múltiplos. Neste ponto, será deixado de lado o projeto e o posicionamento de tais atuadores e sensores e o problema de controle *feedforward* será concentrado no que diz respeito ao uso de sistemas de multi-canais.

O diagrama de blocos de um sistema de controle *feedforward* de multi-canal está ilustrado na Figura 5.10 e é uma generalização do que foi mostrado na Figura 5.4. Deve-se notar que sinais de excitação múltiplos, $\mathbf{x}$, também foram assumidos, os quais podem, por exemplo, serem sinais harmônicos de referência em diferentes freqüências ou estimativas de excitações randômicas independentes. O controlador, $\mathbf{H}$, consiste em uma matriz de filtros eletrônicos que acionam cada um dos atuadores com a soma da versão filtrada de cada um dos sinais de excitação. A resposta do sistema mecânico, $\mathbf{G}$, é também assumido, nos casos mais gerais, ser completamente unidos com a saída de cada atuador, $\mathbf{u}$, afetando todo sinal de

resposta, **e**. Como no caso de canal único, o caminho *feedback* pode novamente existir a partir da saída do controlador, **u**, de volta para os sinais de excitação, **x**. Entretanto, é possível juntar todos esses caminhos *feedback* dentro da resposta de um controlador de resposta eficaz, sem afetar a análise do desempenho do sistema, como descrito por Nelson e Elliott (1992).

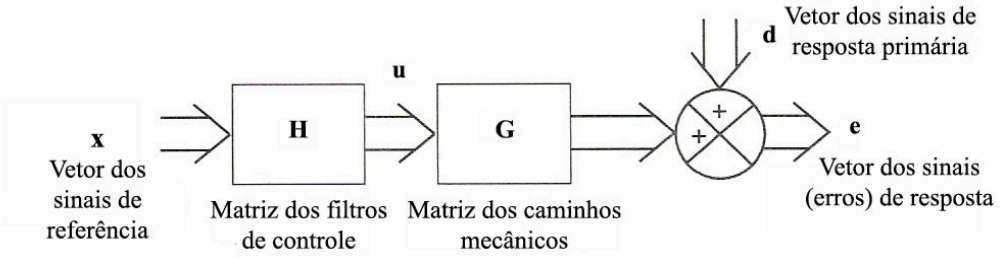


Figura 5.10 - Diagrama de blocos de um sistema de controle *feedforward*

Nas próximas seções, o comportamento de tal controlador *feedforward* de multicanal será considerado tanto no domínio da freqüência quanto no domínio do tempo amostrado e algoritmos adaptativos para o ajuste do controlador serão discutidos. Para o algoritmo de controle adaptativo ser estável, este modelo tem de geralmente representar a resposta da planta com certa precisão. A resposta da planta geralmente muda com o tempo e com as condições de operação e, dessa forma, a precisão com que o modelo interno deve representar a resposta da planta é uma importante questão.

5.4.4- CONTROLADORES ADAPTATIVOS NO DOMÍNIO DA FREQÜÊNCIA

Assume-se que o ajuste dos sinais e excitação, representados no diagrama de blocos de multi-canal geral da Figura 5.10, consiste em um ajuste de senóides. Esses podem ser harmônicos de um período de distúrbio primário, por exemplo. O espectro de cada um dos elementos do vetor de resposta, **e**, conterá componentes tonais nestas freqüências. Contando que cada um dos caminhos mecânicos do atuador ao sensor sejam lineares e o sistema esteja no estado estacionário, a ação do ajuste dos filtros no controlador, o qual afeta uma freqüência, não terá efeito na resposta em nenhuma outra freqüência. A análise do problema de controle é consideravelmente simplificada neste caso porque o ajuste de cada um dos filtros que afeta cada freqüência pode ser considerado independentemente. A análise do

desempenho de tal sistema multicanal pode então ser realizada apenas em uma única freqüência

Torna-se conveniente adotar a notação complexa para denotar a amplitude e a fase dos vários sinais, dentre eles os da resposta em freqüência dos caminhos mecânicos na freqüência de referência. Não é necessário incluir explicitamente o sinal de referência na análise, entretanto, uma vez assumido que ele toma a forma de uma exponencial complexa na freqüência de referência ω_0, este sinal desaparece da análise. O vetor do sinal de resposta complexo pode agora ser expresso por,

$$\mathbf{e}(j\omega_0) = \mathbf{d}(j\omega_0) + \mathbf{G}(j\omega_0)\mathbf{u}(j\omega_0) \tag{5.40}$$

onde $\mathbf{u}(j\omega_0)$ denota o vetor de contribuições para cada um dos atuadores na freqüência ω_0. O diagrama de blocos do controle *feedforward* de multicanal com as variáveis no domínio da freqüência é mostrado na Figura 5.11. Nota-se que a amplitude e a fase do controlador na freqüência ω_0 ($\mathbf{H}$ na Figura 5.10) foi absorvida na definição de $\mathbf{u}(j\omega_0)$ e agora a parte real e imaginária do vetor $\mathbf{u}(j\omega_0)$ são as variáveis que podem ser ajustadas pelo controlador.

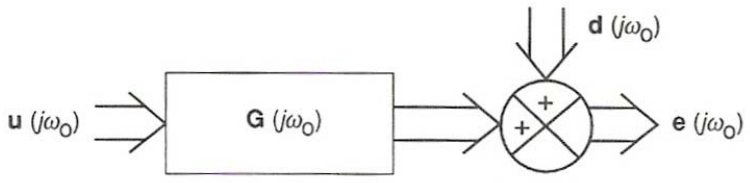


Figura 5.11 - Diagrama de bloco do comportamento do estado estacionário do controlador *feedforward* de multicanal na freqüência de referência ω_0.

As propriedades gerais de vários algoritmos diferentes que podem ser usados para ajustar os componentes de $\mathbf{u}(j\omega_0)$ para minimizar a soma dos quadrados dos erros dos sinais, $\mathbf{e}(j\omega_0)$, podem ser encontradas em Nelson e Elliott (1992). Neste ponto, concentrar-se-á na minimização da função custo que é consistente com a usada no controle *feedback* ótimo, que tem um aplicação particular no controle ativo de vibração.

Ainda nesta seção será mostrada a dependência explicita das variáveis em relação à ω_0 por conveniência de notação. A Equação (5.40) pode então ser expressa por,

$$\mathbf{e} = \mathbf{d} + \mathbf{G}\mathbf{u} \tag{5.41}$$

A função custo procurada para minimizar a partir do ajuste das partes reais e imaginárias dos componentes de $\mathbf{u}$ pode agora ser definida por,

$$\mathbf{J} = \mathbf{e}^H \mathbf{Q}\mathbf{e} + \mathbf{u}^H \mathbf{R}\mathbf{u} \tag{5.42}$$

onde o expoente ^{H} denota o Hermitiano (transposto conjugado) dos vetores, e $\mathbf{Q}$ e $\mathbf{R}$ são definidos positivos e simétricos, mas não necessariamente diagonais, tal que $\mathbf{Q}^H = \mathbf{Q}$ e $\mathbf{R}^H = \mathbf{R}$ e $\mathbf{J}$ é um real escalar. Nota-se, então, a similaridade entre esta função custo e a função custo do controle *feedback*.

O primeiro termo na Equação (5.42) depende da resposta do sistema sob controle. O uso da matriz geral de ponderação **Q,** entretanto, permite aspectos particulares da resposta a ser enfatizado. O segundo termo na Equação (5.42) depende do "esforço" empregado pelos atuadores e a matriz de ponderação **R** permite os esforços de alguns atuadores serem discriminados uns mais que os outros, por exemplo. Pela escolha mais apropriada da matriz **R**, o termo de esforço poderia também ser feito proporcional à excitação média quadrada de um ajuste dos modos estruturais não detectados pelos sensores de erro, conforme mostra Elliott e Rex (1992) citado por Elliot (2001).

Substituindo a Equação (5.41) na (5.42), a função custo pode ser expressa como,

$$\mathbf{J} = \mathbf{u}^H \left[\mathbf{G}^H \mathbf{Q}\mathbf{G} + \mathbf{R}\right] \mathbf{u} + \mathbf{u}^H \mathbf{G}^H \mathbf{Q}\mathbf{d} + \mathbf{d}^H \mathbf{Q}\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{d}^H \mathbf{Q}\mathbf{d} \tag{5.43}$$

que pode ser escrita no padrão Hermitiano quadrado como,

$$\mathbf{J} = \mathbf{u}^H \mathbf{A}\mathbf{u} + \mathbf{u}^H \mathbf{b} + \mathbf{b}^H \mathbf{u} + c \tag{5.44}$$

onde as definições de **A, b** e c são obviamente dadas a partir da Equação (5.43) e, deve-se notar que a matriz **A** na Equação (5.44) não é a mesma da matriz do sistema de variáveis de estado. O vetor de variáveis de controle que minimiza a função custo na Equação (5.42), $\mathbf{u}_0$, e o resultado do valor mínimo de **J** ($\mathbf{J}_{\min}$) podem então serem imediatamente identificados como sendo $\mathbf{u}_0 = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}$ e $\mathbf{J}_{\min} = c - \mathbf{b}^H \mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}$. Neste caso, o sinal ótimo do ajuste dos sinais dos atuadores pode ser escrito como,

$$\mathbf{u}_0 = -\left[\mathbf{G}^H\mathbf{Q}\mathbf{G} + \mathbf{R}\right]^{-1}\mathbf{G}^H\mathbf{Q}\mathbf{d} \tag{5.45}$$

A matriz Hessiana complexa $[\mathbf{A} = \mathbf{G}^H\mathbf{Q}\mathbf{G} + \mathbf{R}]$ associada com essa função custo é garantida ser positiva definida. Em particular, o assumido definitivo positivo do esforço de ponderamento de $\mathbf{R}$ garante essa condição mesmo se $\mathbf{G}^H\mathbf{Q}\mathbf{G}$ estiver mal condicionada, ou inadequadamente ordenada, como deveria ser o caso se houvessem alguns sensores de repostas a mais que o número de atuadores secundários, por exemplo. A função custo é então garantida ter um único valor mínimo global para $\mathbf{u} = \mathbf{u}_0$, como dado acima.

Um dos métodos padrões de ajuste das variáveis de controle , quando a função custo é uma função quadrática destas variáveis com um mínimo global garantido, é o método da descida máxima (*steepest descent*). Alguns cuidados devem ser tomados no desenvolvimento deste algoritmo para variáveis complexas e pode ser expresso na seguinte forma padrão:

$$\mathbf{u}(k+1) = \mathbf{u}(k) - a\left[\mathbf{A}\mathbf{u}(k) + \mathbf{b}\right] \tag{5.46}$$

na qual $\mathbf{u}(k)$ denota o vetor de controle de variáveis na k-ésima iteração, $\mathbf{A}$ e $\mathbf{b}$ são os termos definidos pela Equação (5.44) e a é o coeficiente de convergência. Substituindo as expressões para estes termos (deduzidas da Equação (5.43)) na Equação (5.46) dá o algoritmo da descida máxima (*steepest descent algorithm*) que minimiza a função custo definida pela Equação (5.42). Esse algoritmo adaptativo pode então ser escrito como,

$$\mathbf{u}(k+1) = [\mathbf{I} - a\mathbf{R}]\mathbf{u}(k) - a\mathbf{G}^H\mathbf{Q}\mathbf{e}(k) \tag{5.47}$$

onde $\mathbf{e}(k)$ é o vetor do sinal de resposta complexa medido no estado estacionário após a aplicação das variáveis de controle $\mathbf{u}(k)$.

Em particular, o comportamento de convergência da função custo pode ser descrito em termos do decaimento do número de modos independentes de convergência, deixando um nível residual que é igual à solução quadrada mínima exata, $\mathbf{J}_{\min} = c - \mathbf{b}^H\mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}$. A taxa de decaimento desses modos de convergência é determinada pelos autovalores da matriz $\left[\mathbf{G}^H\mathbf{Q}\mathbf{G} + \mathbf{R}\right]$, e o nível o qual eles são inicialmente excitados depende do vetor de perturbação primário, $\mathbf{d}$.

Um problema deste algoritmo pode ser a lenta convergência dos "modos" de controle associada com os pequenos autovalores da matriz $\left[\mathbf{G}^H\mathbf{QG}+\mathbf{R}\right]$. Deve-se notar, entretanto, que o efeito do esforço do termo de ponderação na função de custo é para aumentar o valor desses pequenos autovalores e então reduzir este problema. Adicionalmente, o esforço do termo de ponderação também torna o algoritmo mais robusto a erros na medição da matriz de respostas do sistema mecânico no sinal de referência, **G**, que são usados na Equação (5.47).

Para ajudar a reduzir os problemas associados com os "modos" lentos do algoritmo da descida máxima, outros algoritmos podem ser usados que "rotacionam" a direção do gradiente do algoritmo. Tal algoritmo usado pode ser o método Gauss-Newton, que em geral pode ser escrito:

$$\mathbf{u}(k+1)=\mathbf{u}(k)-a\mathbf{A}^{-1}\left[\mathbf{Au}(k)+\mathbf{b}\right] \tag{5.48}$$

na qual **A** e **b** são novamente definidos pela Equação (5.44). No caso aqui considerado, a Equação (5.47) se reduz a,

$$\mathbf{u}(k+1)=\mathbf{u}(k)-a\left[\mathbf{G}^H\mathbf{QG}+\mathbf{R}\right]^{-1}\left[\mathbf{G}^H\mathbf{Qe}(k)+\mathbf{Ru}(k)\right] \tag{5.49}$$

5.4.5 - CONTROLADORES ADAPTATIVOS NO DOMÍNIO DO TEMPO

Ao invés de assumir que o ajuste dos sinais de referência (**x** na Figura 5.10) são senóides continuas no tempo, como feito nas seções anteriores, assume-se agora que são seqüências amostradas. Pode ser que estas seqüências ainda representam senóides nas freqüências de excitação da fonte primária, porém de um modo mais geral, elas também poderiam representar agora amostras estimadas de um número de excitações randômicas primarias.

Nesta seção será considerada o ajuste dos coeficientes de um vetor digital do filtro FIR cujas entradas são essas K seqüências de referências, $x_k(n)$, e cujas saídas $u_m(n)$, acionam os atuadores secundários M. Denota-se o i-ésimo coeficiente do filtro que aciona o m-ésimo atuador da k-ésima excitação como h_{mki}, assim a saída deste filtro pode ser geralmente representada por,

$$u_m(n) = \sum_{K=1}^{K} \sum_{i=0}^{I-1} h_{mki} x_k(n-i) \tag{5.50}$$

que pode ser vista como uma generalização da Equação (5.25), de tal forma que existem agora filtros de controle MK que contêm coeficientes *I*. Novamente utilizando o operador notação introduzido na seção 5.4.3, a Equação (5.50), pode ser escrita como,

$$u_m(n) = \sum_{k=1}^{K} H_{mk}(q) x_k(n) \tag{5.51}$$

na qual o operador $H_{mk}(q)$ é definido ser,

$$H_{mk}(q) = \sum_{i=0}^{I-1} h_{mki} q^{-i} \tag{5.52}$$

Novamente adotando a filosofia desenvolvida no caso de canal único, assume-se que a resposta geral, incluindo os filtros analógicos, conversores de dados, respostas dos atuadores e sistema mecânico, no caminho da *m*-ésima saída do controlador para o *l*-ésimo sinal de erro amostrado (reposta), é representada por um filtro digital cuja resposta é denotada por $G_{lm}(q)$. A *l*-ésima seqüência de erros pode então ser escrita como,

$$e_l(n) = d_l(n) + \sum_{m=1}^{M} G_{lm}(q) u_m(n) \tag{5.53}$$

onde $d_l(n)$ é a *l*-ésima seqüência de erro na ausência de controle. Usando a Equação (5.51), essa seqüência de erro pode também ser escrita explicitamente em termos da resposta do controlador como

$$e_l(n) = d_l(n) + \sum_{m=1}^{M} \sum_{k=1}^{K} G_{lm}(q) H_{mkl}(q) x_k(n) \tag{5.54}$$

Esta equação pode ser expressa como,

$$e_l(n) = d_l(n) + \sum_{m=1}^{M}\sum_{k=1}^{K} H_{mk}(q) r_{lmk}(n) \tag{5.55}$$

onde os sinais de referência filtrados são agora definidos como,

$$r_{lmk}(n) = G_{lm}(q) x_k(n) \tag{5.56}$$

A expressão para o *l*-ésimo sinal de erro pode agora ser explicitamente expressa em termos dos coeficientes dos filtros nos controladores digitais, usando a Equação (5.55), como

$$e_l(n) = d_l(n) + \sum_{m=1}^{M}\sum_{k=1}^{K}\sum_{i=0}^{I-1} h_{mki} r_{lmk}(n-i) \tag{5.57}$$

a qual pode ser escrita em notação vetorial como,

$$e_l(n) = d_l(n) + \mathbf{r}_l^T(n)\mathbf{h} \tag{5.58}$$

onde,

$$\mathbf{r}_l(n) = [r_{l11}(n) r_{l11}(n-1) ... r_{lMK}(n-I+1)]^T$$

e,

$$\mathbf{h} = [h_{110} h_{111} ... h_{MKI-1}]^T$$

Definindo os vetores de todos os sinais de erros e sinais primários como,

$$\begin{aligned} \mathbf{e}(n) &= [e_1(n)\ e_2(n) \ldots e_L(n)]^T \\ \mathbf{d}(n) &= [d_1(n)\ d_2(n) \ldots d_L(n)]^T \end{aligned} \tag{5.59}$$

pode-se agora expressar a resposta amostrada do estado estacionário de um problema de controle *feedforward* de multicanal na forma matricial,

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) + \mathbf{T}(n)\mathbf{h} \tag{5.60}$$

Retornando à Equação (5.50), pode-se também expressar esta seqüência alimentando o *m*-ésimo atuador como,

$$u_m(n) = \mathbf{x}_m^T(n)\mathbf{h} \tag{5.61}$$

onde,

$$\mathbf{x}_m^T = [0\ 0\ ...\ x_1(n)\ x_1(n-1)\ ...\ 0\ ...\ x_2(n)\ x_2(n-1)\ ...\ 0]$$

assim, o vetor de sinais que acionam os atuadores podem ser escritos como,

$$\mathbf{u}(n) = \mathbf{X}(n)\mathbf{h} \tag{5.62}$$

onde,

$$\mathbf{X}(n) = [\mathbf{x}_1(n)\ \mathbf{x}_2(n)\ ...\ \mathbf{x}_M(n)]^T$$

Agora, define-se uma função custo generalizada (ELLIOTT, 1993), similar a utilizada na teoria de controle *feedback* ótimo, e na seção anterior, que inclui termos de "esforço" e de erro, tem-se,

$$\mathbf{J} = E[\mathbf{e}^H(n)\mathbf{Q}\mathbf{e}(n) + \mathbf{u}^H(n)\mathbf{R}\mathbf{u}(n)] \tag{5.63}$$

na qual o expoente ^{H} denota o Hermitiano (complexo conjugado transposto) e E denota o operador expectativa. O Hermitiano transposto é retido aqui para permitir a possibilidade de os sinais amostrados poderem ser complexos, e poderiam representar variáveis transformadas, por exemplo. **Q** é uma matriz de ponderação de erro, a qual é Hermitiana e definida positiva, mas não necessariamente diagonal, e **R** é uma matriz de ponderação de esforço que também é hermitiana e definida positiva e não necessariamente diagonal. Usando as equações de $\mathbf{e}(n)$ e $\mathbf{u}(n)$ apresentadas anteriormente, esta função custo pode ser expressa na forma complexa quadrada como,

$$\mathbf{J} = \mathbf{h}^H\mathbf{A}\mathbf{h} + \mathbf{h}^H\mathbf{b} + \mathbf{b}^H\mathbf{h} + c \tag{5.64}$$

na qual,

$$\mathbf{A} = E[\mathbf{T}^H(n)\mathbf{Q}\mathbf{T}(n) + \mathbf{X}^H(n)\mathbf{R}\mathbf{X}(n)],$$
$$\mathbf{b} = E[\mathbf{T}^H(n)\mathbf{Q}\mathbf{d}(n)],$$
$$c = E[\mathbf{d}^H(n)\mathbf{Q}\mathbf{d}(n)].$$

Esta equação tem um mínimo global único, assumindo que **A** é definida positiva, para um ajuste dos coeficientes do filtro de controle dados por,

$$\mathbf{h}_{opt} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{b} \tag{5.65}$$

que resulta no mínimo valor quadrado da função custo,

$$J_{\min} = c - \mathbf{b}^{H}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{b} \tag{5.66}$$

O vetor das derivadas dos componentes reais e imaginários do vetor dos coeficientes do filtro de controle, $\mathbf{h}_R$ e $\mathbf{h}_I$ pode ser escrito como,

$$g = \frac{\partial J}{\partial \mathbf{h}_R} + j\frac{\partial J}{\partial \mathbf{h}_I} = 2[\mathbf{A}\mathbf{h} + \mathbf{b}] \tag{5.67}$$

que, neste caso, pode ser escrito como,

$$\mathbf{g} = 2E[\mathbf{T}^{H}(n)\mathbf{Q}\mathbf{e}(n) + \mathbf{X}^{H}(n)\mathbf{R}\mathbf{u}(n)] \tag{5.68}$$

Na prática, apenas uma aproximação de cada caminho da fonte secundária para o sensor de erro pode ser medida e usada para gerar praticamente os sinais de referencia filtrados implementados, matriz esta que pode ser denotada por $\hat{\mathbf{T}}(n)$. Usando o estimador instantâneo de g, com $\hat{\mathbf{T}}(n)$, para atualizar todos os coeficientes do filtro de controle em toda amostra, tem-se o algoritmo (ELLIOTT, 1993):

$$\mathbf{h}(n+1) = \mathbf{h}(n) - a[\mathbf{T}^{H}(n)\mathbf{Q}\mathbf{e}(n) + \mathbf{X}^{H}(n)\mathbf{R}\mathbf{u}(n)] \tag{5.69}$$

Se todos os sinais de erro estiverem igualmente ponderados ($\mathbf{Q} = \mathbf{I}$) e nenhum termo de esforço for usado ($\mathbf{R} = \mathbf{0}$), este algoritmo se reduz ao *Algoritmo LMS de Erros Múltiplos*. Neste caso simplificado, a Equação (5.69) pode ser escrita em termos da adaptação dos coeficientes do controlador como,

$$h_{mki}(n+1) = h_{mki}(n) - a\sum_{l=1}^{L} \hat{r}_{lmk}(n) e_l(n-i) \tag{5.70}$$

onde $\hat{r}_{lmk}$ é o sinal de referencia filtrado obtido pela passagem do sinal de referência $x_k(n)$ através de uma estimativa do caminho a partir do *m*-ésimo atuador até o *l*-ésimo sensor de erro, $\hat{G}_{lm}(q)$.

Uma análise de convergência para este algoritmo pode ser realizada similarmente à utilizada para o algoritmo LMS. Uma diferença neste caso é que o algoritmo, se estável, a convergência é encontrada para a solução,

$$\mathbf{h}_{\infty} = -E[\hat{\mathbf{T}}(n)\mathbf{Q}\mathbf{T}(n) + \mathbf{X}^H(n)\mathbf{R}\mathbf{X}(n)]^{-1} E[\hat{\mathbf{T}}^H(n)\mathbf{Q}\mathbf{d}(n)] \tag{5.71}$$

que não é, em geral, igual a solução ótima dada anteriormente, $\mathbf{h}_{opt}$, uma vez que $\hat{\mathbf{T}}(n) \neq \mathbf{T}(n)$. Usando essa expressão para $\mathbf{h}_{\infty}$, substituindo para $\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) + \mathbf{T}(n)\mathbf{h}(n)$, e fazendo uma condição usual de que o vetor ponderação do filtro é satisfatoriamente independente do sinal de referência, a equação atualizada pode ser escrita como,

$$E[\mathbf{h}(n+1) - \mathbf{h}_{\infty}] = [\mathbf{I} - aE[\hat{\mathbf{T}}^H(n)\mathbf{Q}\mathbf{T}(n) + \mathbf{X}^H(n)\mathbf{R}\mathbf{X}(n)]]E[\mathbf{h}(n) - \mathbf{h}_{\infty}] \tag{5.72}$$

A convergência deste depende se a parte real dos autovalores da matriz de auto-correlação generalizada, $E[\hat{\mathbf{T}}^H(n)\mathbf{Q}\mathbf{T}(n) + \mathbf{X}^H(n)\mathbf{R}\mathbf{X}(n)]$, é positiva. Deve-se notar que os autovalores de $\hat{\mathbf{T}}^H(n)\mathbf{Q}\mathbf{T}(n)$ são geralmente complexos uma vez que $\hat{\mathbf{T}}(n)$ não é necessariamente igual a $\mathbf{T}(n)$, e as partes reais desses autovalores também não são garantidas serem positivas (como elas seriam na análise LMS normal) pela mesma razão. Entretanto, o termo de esforço nesta expressão, $\mathbf{X}^H(n)\mathbf{R}\mathbf{X}(n)$, é garantido ser definido positivo (assumindo que os filtros de controle são persistentemente excitados), e então haverá autovalores positivos reais que podem ter o efeito de estabilizar um sistema outrora instável.

5.5 - CONTROLE ÓTIMO DE PERTURBAÇÕES ESTOCÁSTICAS

Perturbações estocásticas são caracterizadas por terem uma forma de onda aleatória. Se elas possuem uma função de correlação bem contida, então seu espectro é relativamente amplo e às vezes elas são referidas como sendo *banda larga*. O controle ativo *feedforward* de perturbações estocásticas é consideravelmente mais complicado que o controle de perturbações determinísticas. Isso se deve em parte pelo fato do sinal de referência e de erro não serem mais perfeitamente correlacionados, como eles são no caso determinístico, e também devido à necessidade de se controlar um total arranjo de uma só vez. Entretanto, a resposta do controlador a cada freqüência não pode ser ajustada independentemente, devido à restrição de que o controlador deve ser causal. Nesta seção, começa-se a discussão do controle *feedforward* para tais sinais apresentando-se previamente um diagrama de blocos geral e obtendo-se as respostas ótimas para um controlador no domínio da freqüência e do tempo.

5.5.1 - DIAGRAMAS DE BLOCOS PARA CONTROLE *FEEDFORWARD*

Apesar do diagrama de blocos apresentado aqui ter uma aplicação muito geral, torna-se conveniente, para o melhor entendimento da sua forma apresentada, se primeiramente for considerado um exemplo específico. O exemplo escolhido se refere ao controle ativo de ondas acústicas planas em um duto uniforme. Neste diagrama, apresentado na Figura 5.12, a forma de onda da onda sonora plana incidente é medida por um sensor de referência que fornece um sinal, s, que é passado pelo controlador *feedforward*, H, cuja saída, u, aciona a fonte de som secundária. A fonte secundária é indicada como um único alto-falante na Figura 5.12, mas na prática pode ser um arranjo de fontes acústicas, da mesma maneira que os sensores de referência e erro podem ser, na prática, mais abrangentes que apenas os microfones mostrados na Figura 5.12. O efeito do sistema de controle ativo é medido por um sensor de erro localizado na direção positiva, cuja saída, e, não é usada diretamente para acionar a fonte secundária e sim usado apenas para ajustar a resposta do controlador *feedforward* H. O objetivo físico de cada um dos vários transdutores e sinais pode ser claramente identificado neste exemplo.

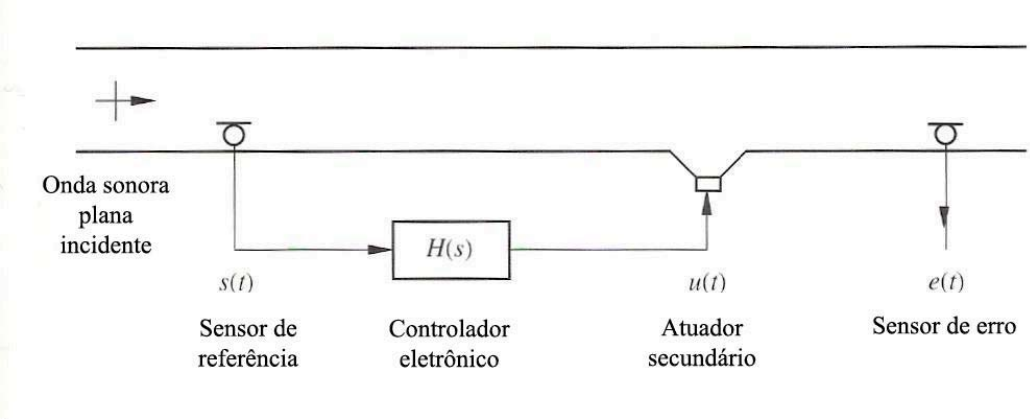


Figura 5.12 - Controle *feedforward* de canal único de som em um duto.

O diagrama de blocos do controlador *feedforward* de canal único é mostrado na Figura 5.13 (ROSS, 1982, ELLIOT; NELSON, 1984, ROURE, 1985), no qual a perturbação primária original no duto é assumida ser gerada por um sinal *v*, que é transmitido para o sensor de erro pelo *caminho da perturbação*, P_e, para fornecer *d*, e para o sinal obtido no sensor de referência pelo *caminho do sensor,* P_s, para fornecer *z.* A saída do atuador secundário afeta o sensor de erro via *caminho secundário* ou *caminho do erro,* G_e, e também afeta o sinal obtido via *caminho feedback,* G_s.

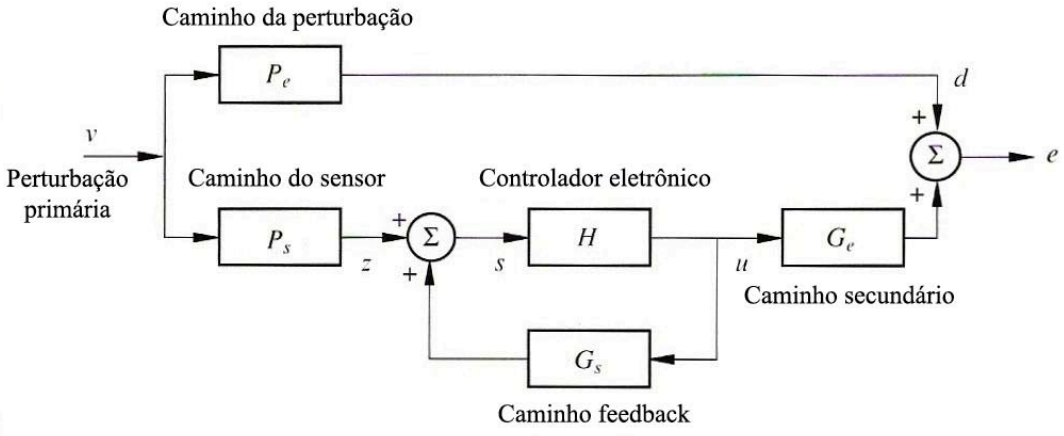


Figura 5.13 - Diagrama de blocos geral de um sistema de controle ativo *feedforward* de canal único.

O diagrama de blocos mostrado na Figura 5.13 também pode ser colocado na forma generalizada da configuração de planta de Doyle (1983), como na Figura 5.14 (conforme mostra Elliot (2001)), que é usada como ponto inicial por muitos problemas de controle

automático, como já discutido, por exemplo, por Clark et al. (1998). Nesta configuração, as entradas para o sistema físico são divididas naquelas que originam da parte de fora do sistema de controle, as chamadas *entradas exógenas*, sendo apenas uma para este caso, *v*, e as entradas para o sistema físico a partir dos atuadores, sendo para este caso, *u*. As saídas são também divididas em saídas detectadas, *s* neste caso, e as saídas reguladas, *e* neste caso. A combinação da perturbação, sensor, caminhos secundários e de *feedback* na Figura 5.13 são então agrupadas em uma matriz que denota a planta generalizada. De fato, o diagrama de blocos do sistema de controle não é completo como desenhado na Figura 5.13 ou 5.14, uma vez que o sensor de ruído geralmente também é apresentado tanto no sensor de referência quanto no sensor de erro. O sensor de ruído pode ser incluído como uma entrada exógena adicional na Figura 5.14, mas foi deixado de fora por clareza para a explicação.

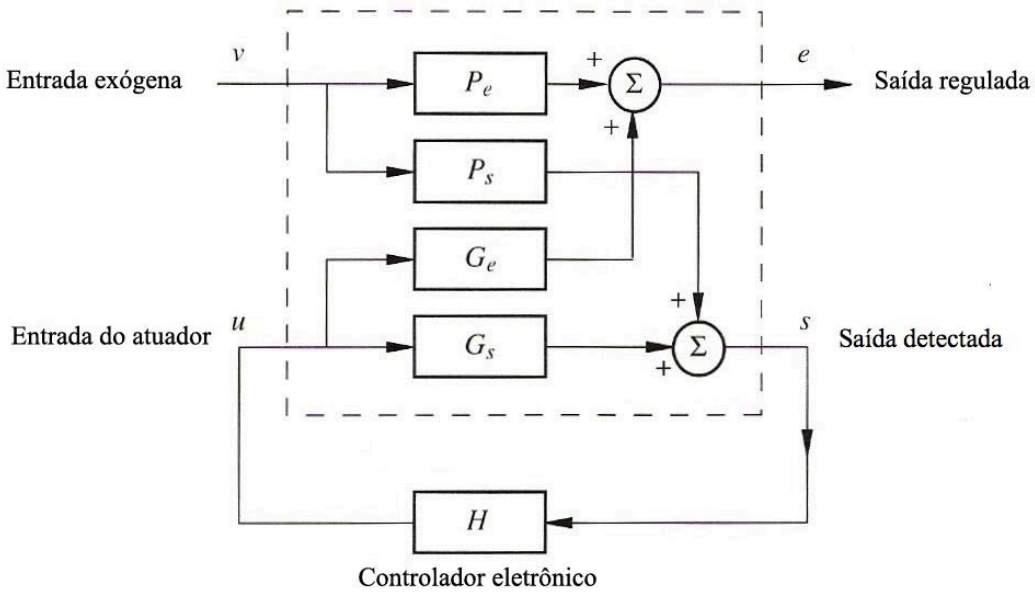


Figura 5.14 - Diagrama de blocos do sistema *feedforward* desenhado em termos da configuração geral de controle, que é usada como o ponto de partida para muitos problemas de controle automático.

Em um sistema de controle *feedforward* adaptativo, a saída regulada é usada para ajustar o controlador eletrônico e então a parte da planta generalizada que mais afeta o comportamento do controlador adaptativo é o caminho secundário G_e. Nesta seção, a resposta da planta será usada exclusivamente para se referir à resposta do caminho secundário.

Se o microfone de referência na Figura 5.12 fosse movido no duto para o mesmo plano do alto-falante secundário o sistema de controle se tornaria *feedback* ao invés de *feedforward*,

uma vez que nenhuma informação avançada no tempo estaria disponível a partir do sensor de referência. Se a saída do sensor de referência fosse direcionada a zero, o controle também bloquearia a propagação de ondas sonoras no duto, mas neste caso a procura do mínimo global seria nas curvas de pressão da fonte sonora secundária. A parte da planta generalizada que é mais importante na determinação do comportamento do sistema *feedback* seria então o caminho *feedback*, G_s.

Se agora for assumido que o sistema é implementado digitalmente e que os filtros de *anti-aliasing* e de reconstrução estão incluídos no sistema, então os sinais discretos no tempo são representações fieis de seus respectivos contínuos no tempo e então a Figura 5.13 pode ser redesenhada na Figura 5.15. Nesta Figura, a resposta da planta, $G_e(z)$, refere-se à versão discreta no tempo do caminho secundário, juntamente com os conversores de dados e os filtros analógicos necessários à implementação. O controlador, $H(z)$, também foi assumido ter sido implementado usando uma arquitetura de cancelamento *feedback* na qual um modelo interno do caminho *feedback*, $\widehat{G}_s(z)$, é usado para cancelar os efeitos da versão discreta no tempo do caminho *feedback* real e dos conversores associados, $G_s(z)$. Se esse cancelamento é perfeito, a entrada do filtro de controle $W(z)$ é então igual ao *sinal de referência* $x(n)$, que possui componentes devido à fonte primaria original medida no sensor de referência, $z(n)$, e a medição do ruído no sensor de referência, $n_1(n)$, na sua transformada *z* pode ser escrita como,

$$X(z) = Z(z) + N_1(z) \tag{5.73}$$

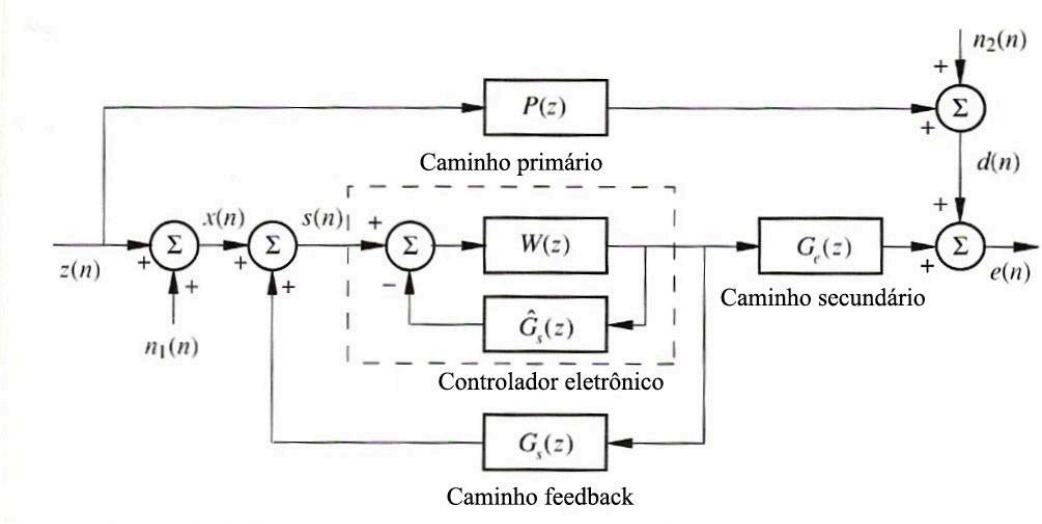


Figura 5.15 - Diagrama de blocos do sistema de controle *feedforward* no qual uma arquitetura de cancelamento *feedback* foi usada dentro do controlador e *x(n)* e *d(n)* são as saídas do sensor de referência e do sensor de erro na ausência de controle, por exemplo, se *W(z)*=0.

O sinal de perturbação medido no microfone de erro na ausência de controle é denotado $d(n)$ e, em geral, esse sinal também conterá componentes devido à fonte primária e o ruído medido. É conveniente assumir que a parte do sinal devido à fonte primária no sensor de erro está linearmente relacionada à parte do sinal no sensor de referência, então, pode-se escrever a transformada em *z* do sinal de perturbação como,

$$D(z) = P(z)Z(z) + N_2(z) \tag{5.74}$$

onde $N_2(z)$ é a transformada em *z* do ruído medido no sensor de erro.

Em termos das variáveis definidas na Figura 5.12, pode-se observar que a função de transferência do *caminho primário combinado*, $P(z)$, deve ser igual a,

$$P(z) = \frac{P_e(z)}{P_s(z)} \tag{5.75}$$

Entretanto, alguns cuidados devem ser tomados na interpretação deste caminho primário combinado, visto que apesar de $P(z)$ ser estável e causal em muitas aplicações de controle ativo, como deveria ser no duto apresentado na Figura 5.12, por exemplo, não é garantido que o mesmo acontecerá neste o caso.

5.6 – APLICAÇÃO PRÁTICA DE UM SISTEMA DE CONTROLE *FEEDFORWARD*

A finalização do estudo da técnica de controle *feedforward* foi realizada no *Vibration and Acoustic Laboratories (Virginia Tech, EUA)* sob a co-orientação do professor Dr. Marty Johnson. O trabalho consistiu em uma aplicação prática desta técnica de controle para a atenuação de ruído acústico a partir da implementação de microfones em um *headset*. O objetivo desta aplicação foi de se depurar a voz para propiciar a uma comunicação mais limpa (com ruídos atenuados) feita em ambientes ruidosos e transmitida por microfones acoplados em um *headset*, que não possui o microfone projetado na frente da boca (*boom microphone*). A modelagem foi realizada com o Método das Fontes Equivalentes (*Equivalent Source Method*) e um manequim *Kemar*, juntamente com um *headset*, foram escaneados para servir como modelo numérico e testes práticos. A estratégia de controle *feedforward* utilizada (análoga à estratégia de controle adaptativo utilizada no controle de vibração em rotores neste trabalho) é apresentada na Figura 5.16 e os detalhes desta aplicação de controle *feedforward* para depuração de voz em ambientes ruidosos assim como todo o processo de modelagem podem ser encontrados no Anexo B deste trabalho.

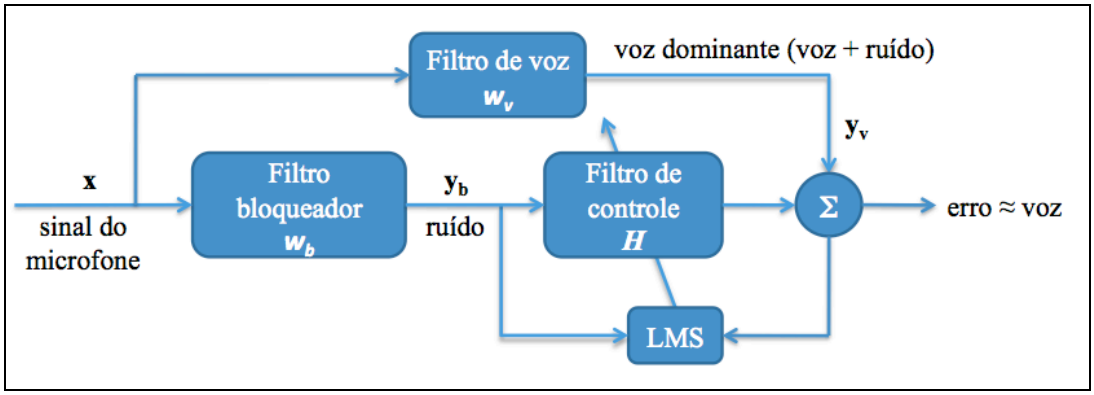


Figura 5.16 – Diagrama de blocos para o sistema de controle *feedforward* usado para depuração da voz.

Os resultados desta aplicação culminaram com a publicação de um trabalho científico que apresenta a otimização de um sistema de controle de ruído pela alocação ótima de microfones em fones de ouvidos que são usados para comunicação, com o objetivo de se restaurar a orientação de sons oriundos de fontes sonoras externas. O trabalho pode ser encontrado em Jonhson et al. (2009) e também será submetido para publicação em um periódico internacional.

CAPÍTULO 6

MODELAGEM DE ROTORES

6.1 - INTRODUÇÃO

Os modelos matemáticos têm sido uma ferramenta importante para o estudo do comportamento dinâmico de rotores, principalmente em situações onde há grandes dificuldades de se praticar uma análise experimental apurada. O desenvolvimento de modelos matemáticos para rotores pode ser feito utilizando diferentes métodos, como por exemplo, o método por múltiplos corpos, o método das matrizes de transferência e o método dos elementos finitos (PESTEL; LECKIE, 1963, NELSON; McVAUGH, 1975).

Um outro método de modelagem conhecido é o método da matriz de impedância. Apesar de estar bem documentada (RUBIN, 1967, NEUBERT, 1987), essa técnica começou a ser utilizada mais recentemente. Esse método oferece a conveniência do método dos elementos finitos para modelar sistemas acoplados rotor-mancal, juntamente com a vantagem da eficiência computacional do método das matrizes de transferência. Entretanto, sua principal vantagem relativa ao método da matriz de transferência é que, ao contrário do método das matrizes de transferência, as matrizes são formuladas diretamente em termos de funções de resposta em freqüência (BONELLO; BRENNAN, 2001).

Devido à maior facilidade de implementação do algoritmo computacional, o método da matriz de impedância será empregado neste trabalho para o desenvolvimento de um modelo teórico de rotor. Uma vez que o foco da análise será o desempenho dos sistemas de controle empregados, a vibração será considerada apenas na direção vertical e o

efeito giroscópio será desprezado, uma vez que ele tem efeito apenas sobre as características próprias do rotor e não sobre o controle ativo. O modelo será desenvolvido considerando primeiramente o rotor como uma viga livre-livre e, em seguida, serão introduzidos os efeitos dinâmicos das massas concentradas e da rigidez e amortecimento equivalentes dos mancais através do método da matriz de impedância. As forças de excitação atuam nos discos rígidos e as forças de controle dos mancais serão introduzidas no modelo para se determinar o desempenho do sistema de controle ativo.

6.2 - TEORIA BÁSICA DA MODELAGEM MATEMÁTICA

Considere um rotor simples constituído de um eixo flexível e um disco rígido suportado por dois mancais magnéticos conforme mostra a Figura 6.1. O eixo tem comprimento l e é dividido em R pontos nodais ($i = 1, 2, ..., R$), conectados por N elementos de eixo ($N = 1, 2, ..., R-1$). Os mancais magnéticos serão modelados como elementos de massa m_i (representando o material ferromagnético) e de rigidez e amortecimento equivalentes k_i e c_i, respectivamente. O disco rígido, contendo as forças de excitação, será modelado como elemento de massa m_i. Nos pontos nodais $i = o$, p e q estão conectados os elementos relativos aos mancais e ao disco rígido.

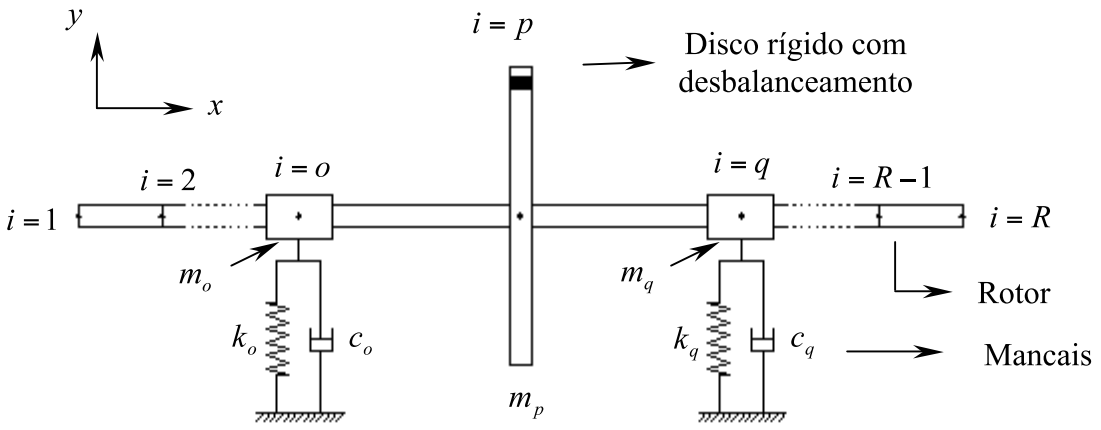


Figura 6.1 - Esquema de um rotor a ser modelado.

Para esta modelagem considere o sistema de coordenadas xy, sendo x na direção longitudinal do eixo e y na direção vertical, respectivamente. Considere também que o

movimento do rotor será restringido apenas na direção vertical (em termos de velocidade na direção y) e que o efeito giroscópio será desprezado.

A modelagem matemática do rotor será realizada em duas etapas. Primeiramente, considere o eixo como uma viga livre-livre sem os mancais e sem o disco rígido conectados a ele. Assim, da teoria de que o movimento de uma viga pode ser descrito com base em um número finito de modos de vibração, estabelece-se a expressão da velocidade em função das forças externas atuantes no rotor. Posteriormente, as forças de reação provocadas pelos mancais e pelo disco rígido quando o rotor se move serão introduzidas no modelo utilizando o método da matriz de impedância.

6.2.1 - MODELO DE UMA VIGA LIVRE-LIVRE

Para descrever o movimento do rotor considera-se, primeiramente, o eixo como uma viga livre-livre, sem a presença dos mancais magnéticos ativos e do disco rígido. A vibração será considerada apenas na direção vertical e cada ponto nodal será referenciado por sua posição x_i ao longo do eixo x, como mostra a Figura 6.2.

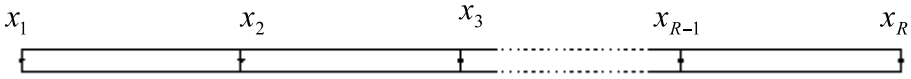


Figura 6.2 – Modelo de uma viga livre-livre no plano *xy*.

A partir desta modelagem a velocidade, u, da viga pode ser descrita como uma série ou somatório dos modos de vibração (JOHNSON et al., 2003),

$$u(x,\omega) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n(\omega)\psi_n(x) \tag{6.1}$$

na qual $a_n(\omega)$ é o coeficiente de influência complexo do *n*-ésimo modo de vibração $\psi_n(x)$ sobre o movimento vibratório do sistema.

Se a faixa de freqüência de interesse é limitada, então é possível descrever, com uma precisão satisfatória, o comportamento vibratório da viga usando um conjunto finito de modos de vibração. Os dois primeiros modos da viga livre-livre são modos de corpo rígido, e os

modos de maior ordem são dados pela combinação de funções senos, cossenos e hiperbólicas. Assim, os modos de vibração são dados pelas seguintes equações ,

$$\psi_0(x) = 1 \tag{6.2}$$

$$\psi_1(x) = 1 - \frac{2x}{l} \tag{6.3}$$

$$\psi_n(x) = \cos\gamma\left(\frac{x}{l} - 0.5\right) + k\cosh\gamma\left(\frac{x}{l} - 0.5\right) \quad \text{para } n = 2, 4, 6, ... \tag{6.4}$$

de maneira que,

$$k = -\frac{\operatorname{sen}\frac{\gamma}{2}}{\operatorname{senh}\frac{\gamma}{2}} \quad \text{e} \quad \tan\frac{\gamma}{2} + \tanh\frac{\gamma}{2} = 0 \tag{6.5}$$

$$\psi_n(x) = \operatorname{sen}\gamma'\left(\frac{x}{l} - 0.5\right) + k'\operatorname{senh}\gamma'\left(\frac{x}{l} - 0.5\right) \quad \text{para } n = 3, 5, 7, ... \tag{6.6}$$

na qual,

$$k' = \frac{\operatorname{sen}\frac{\gamma'}{2}}{\operatorname{senh}\frac{\gamma'}{2}} \text{ e } \tan\frac{\gamma'}{2} - \tanh\frac{\gamma'}{2} = 0 \tag{6.7}$$

O coeficiente de influência $a_n(\omega)$ é função da freqüência angular ω e pode ser calculado considerando-se todas as forças externas agindo sobre o rotor. A amplitude desse coeficiente devida a uma única força $F(\omega)$ agindo sobre um ponto x_j do rotor é dada por,

$$a_n(\omega) = \frac{2}{m_r}\left[\frac{j\omega}{\left(\omega_n^2 - \omega^2\right) + 2j\zeta_n\omega_n\omega}\psi_n\left(x_j\right)\right]F(\omega) \tag{6.8}$$

sendo que ω_n e ζ_n são a freqüência natural e a razão de amortecimento do enésimo modo, respectivamente, e m_r é a massa modal do rotor. As razões de amortecimento modais são tipicamente baixos para um rotor de aço, na ordem de 0.005 (JOHNSON et al., 2003). A maior parte do amortecimento do sistema é fornecido pelos mancais e as freqüências naturais relativas aos modos de vibração de uma viga livre-livre podem ser calculadas usando as equações,

$$\omega_0 = 0 \tag{6.9}$$

$$\omega_1 = 0 \tag{6.10}$$

$$\omega_n = \frac{(n-1.5)^2 \pi^2 d}{4l^2}\sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad \text{para } n \geq 2 \tag{6.11}$$

na qual E é o módulo de elasticidade, l é o comprimento total da viga, d é o diâmetro da viga e ρ é a densidade do material da viga.

Pela combinação da Equação (6.1) com a Equação (6.8), pode-se calcular o termo de transferência de mobilidade. A transferência de mobilidade T_{ij} estabelece uma relação entre a velocidade da viga na posição x_i e uma força de entrada na posição x_j, e é dada pela seguinte equação,

$$T_{ij}(\omega) = \frac{2}{m_r}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{j\omega}{(\omega_n^2 - \omega^2) + 2j\zeta_n\omega_n\omega}\psi_n(x_i)\psi_n(x_j) \tag{6.12}$$

Para uma determinada freqüência discreta, as velocidades a um número i de posições da viga podem ser descritas da seguinte forma matricial,

$$\mathbf{u}_i = \mathbf{T}_{ij}\mathbf{f}_j \tag{6.13}$$

sendo que o vetor coluna $\mathbf{u}_i$ descreve as velocidades nas posições x_i devido a um número de forças externas $\mathbf{f}_j$ agindo nas posições x_j. Cada elemento da matriz $\mathbf{T}_{ij}$ é calculado usando a Equação (6.12).

6.2.2 - MÉTODO DA MATRIZ DE IMPEDÂNCIA

A teoria apresentada na seção anterior e a Equação (6.13) foram usadas apenas para modelar o eixo e descrever seu movimento sem incluir qualquer elemento de rigidez, amortecimento ou massa fixados ao mesmo. Assim, as forças de reação provocadas pela rigidez e pelo amortecimento dos mancais magnéticos e pela massa do disco rígido quando o rotor se move serão inseridas no modelo usando o método da matriz de impedância $\mathbf{Z}$. Esse método será usado para introduzir o efeito da adição de rigidez, amortecimento e massa em três posições discretas ao longo do rotor, porém ele pode ser expandido para incluir massa, rigidez ou amortecimento em qualquer número de posições.

Considere o elemento de eixo representado na Figura 6.3. A relação entre o vetor de forças de reação e o vetor de velocidades estabelecida a partir da matriz de impedância do N-ésimo elemento de eixo é dada por (BONELLO; BRENNAN, 2001),

$$\mathbf{f}_N = \mathbf{Z}_N \mathbf{u}_N \tag{6.14}$$

na qual $\mathbf{f}_N = \{f_{1N} \quad f_{2N}\}^T$, $\mathbf{u}_N = \{u_{1N} \quad u_{2N}\}^T$ e $\mathbf{Z}_N$ é a matriz de impedância de um elemento de eixo N de ordem 2x2 descrita por Lyon (1990). Os termos f_{1N} e f_{2N} são as amplitudes complexas das forças nas extremidades esquerda e direita do segmento de eixo, respectivamente. Os termos u_{1N} e u_{2N} são as amplitudes complexas das velocidades lineares nas extremidades esquerda e direita do segmento de eixo, respectivamente.

As matrizes de impedância dos elementos de eixo consecutivos são montadas de uma maneira similar às matrizes do método dos Elementos Finitos (KRAMER, 1993), usando a continuidade da velocidade linear em cada ponto nodal do eixo. Um exemplo da montagem da matriz global de dois elementos de eixo consecutivos é mostrada na Figura 6.4. Os termos do vetor força da Figura 6.4 (b) são definidos como: $f_{i-1} = f_{1N}$, $f_i = f_{2N} + f_{1(N+1)}$ e $f_{i+1} = f_{2(N+1)}$. As matrizes dos elementos são adicionadas em locais apropriados da matriz global para

permitir a presença dos efeitos dinâmicos das massas e dos mancais (rigidez e amortecimento) fixados nas posições discretas do rotor.

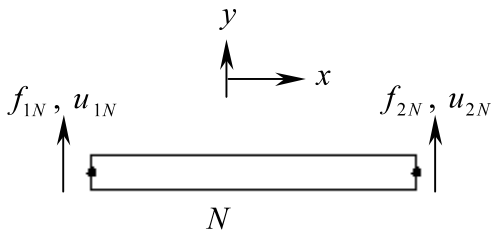
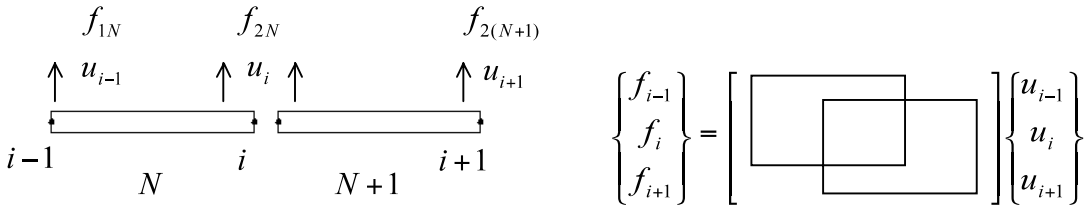


Figura 6.3 - Projeção do segmento de eixo N no plano xy.



(a) Relação entre força e velocidade. (b) Montagem da matriz de impedância global

Figura 6.4 - Dois segmentos de eixo consecutivos N e $N+1$.

Considerando todos os elementos de um rotor que foi dividido em R pontos nodais, a matriz de impedância global do rotor, $\mathbf{Z}$, será uma matriz quadrada de ordem $R \times R$, e as forças de reação provocadas pelos elementos de massa, rigidez e amortecimento conectados ao rotor podem ser descritas pela seguinte equação,

$$\mathbf{f}_r = \mathbf{Z}\mathbf{u} \tag{6.15}$$

na qual $\mathbf{u} = \{u_1 \quad \cdots \quad u_R\}^T$.

A matriz de impedância global do rotor será descrita em função dos mancais magnéticos, modelados por elementos de massa, de rigidez e de amortecimento, e do disco rígido, modelado por um elemento de massa. A relação entre força e velocidade de cada um desses elementos será dada por:

a) Elemento de massa

Considere um elemento de massa fixado em uma posição nodal i ao longo do rotor. A força de reação provocada por essa massa pode ser escrita como,

$$f_{r_{mi}} = -j\omega m_i u_i \tag{6.16}$$

na qual o termo $j\omega m_i$ é a impedância de uma massa m fixada em um ponto nodal i e u_i é a velocidade na localização da massa. Dessa forma, se no i-ésimo ponto nodal do rotor existe uma massa, o termo $j\omega m_i$ é adicionado na i-ésima linha e i-ésima coluna da matriz de impedância global do rotor.

b) Elemento de rigidez

Para um elemento de rigidez, fixado em uma posição nodal i ao longo do rotor, a força de reação pode ser escrita como,

$$f_{r_{ki}} = Z_{ki}\left(u_{fi} - u_i\right) \tag{6.17}$$

sendo que $Z_{ki} = k_i/(j\omega)$ é a impedância de um elemento de rigidez k fixado em um ponto nodal i e u_{fi} é a velocidade do pedestal do mancal, quando a flexibilidade da fundação é considerada no modelo.

c) Elemento de amortecimento:

A força de reação provocada pelo amortecimento é dada por,

$$f_{r_{ci}} = Z_{ci}\left(u_{fi} - u_i\right) \tag{6.18}$$

sendo $Z_{ci} = c_i$ a impedância de um elemento com um coeficiente de amortecimento c fixado em um ponto nodal i e u_{fi} é a velocidade do pedestal do mancal, como comentado anteriormente.

Assumindo que a fundação seja rígida, a velocidade do pedestal do mancal pode ser desprezada ($u_{fi}=0$). Dessa forma, as Equações (6.17) e (6.18) podem ser reescritas, respectivamente, pelas seguintes equações,

$$f_{r_{ki}} = -\frac{k_i}{j\omega}u_i \tag{6.19}$$

$$f_{r_{ci}} = -c_i u_i \tag{6.20}$$

Portanto, se no i-ésimo ponto nodal do rotor existe um elemento de rigidez e de amortecimento, os termos $k_i/(j\omega)$ e c_i são adicionados na i-ésima linha e i-ésima coluna da matriz de impedância global do rotor.

Utilizando as Equações (6.16), (6.19) e (6.20) e considerando o rotor representado na Figura 6.1, as forças de reação provocadas pelos mancais e pelo disco rígido podem ser descritas usando a matriz de impedância $\mathbf{Z}$ como,

$$\begin{Bmatrix} f_{r1} \\ f_{r2} \\ \vdots \\ f_{ro} \\ \vdots \\ f_{rp} \\ \vdots \\ f_{rq} \\ \vdots \\ f_{r(R-1)} \\ f_{rR} \end{Bmatrix} = -\begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & Z_o & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & Z_p & \cdots & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & Z_q & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_o \\ \vdots \\ u_p \\ \vdots \\ u_q \\ \vdots \\ u_{R-1} \\ u_R \end{Bmatrix} \tag{6.21}$$

na qual $Z_o = j\omega m_o + \dfrac{k_o}{j\omega} + c_o$ é a impedância do mancal magnético no nó $i = o$, $Z_p = j\omega m_p$ é a impedância do disco rígido no nó $i = p$ e $Z_q = j\omega m_q + \dfrac{k_q}{j\omega} + c_q$ é a impedância do mancal magnético no nó $i = q$. Assim, a Equação (6.15) pode ser reescrita como,

$$\mathbf{f}_r = -\mathbf{Z}\mathbf{u}_i \tag{6.22}$$

O vetor velocidade $\mathbf{u}_i$ pode ser considerado como a combinação do vetor velocidade $\mathbf{u}_{ir}$ devido às forças de reação $\mathbf{f}_r$ e a velocidade $\mathbf{u}_{ij}$ devido às forças de entrada externas do rotor $\mathbf{f}_j$. As forças de entrada externas no modelo são criadas por forças síncronas e sub-síncronas e pelas forças de controle ativo. Dessa forma, utilizando a Equação (6.13), o vetor velocidade pode ser escrito como,

$$\mathbf{u}_i = \mathbf{u}_{ij} + \mathbf{u}_{ir} = \mathbf{T}_{ij}\mathbf{f}_j + \mathbf{T}_{ir}\mathbf{f}_r \tag{6.23}$$

Introduzindo a Equação (6.22) na Equação (6.23), o vetor velocidade pode ser reescrito como segue,

$$\mathbf{u}_i = \mathbf{T}_{ij}\mathbf{f}_j - \mathbf{T}_{ir}\mathbf{Z}\mathbf{u}_i$$

$$\mathbf{u}_i + \mathbf{T}_{ir}\mathbf{Z}\mathbf{u}_i = \mathbf{T}_{ij}\mathbf{f}_j$$

$$\mathbf{u}_i = \left[\mathbf{I} + \mathbf{T}_{ir}\mathbf{Z}\right]^{-1}\mathbf{T}_{ij}\mathbf{f}_j \tag{6.24}$$

sendo $\mathbf{I}$ uma matriz identidade de ordem $i \times i$. Substituindo a Equação (6.24) na Equação (6.22) chega-se a uma expressão para a força de reação em função das forças externas dada por,

$$\mathbf{f}_r = -\mathbf{Z}\left[\mathbf{I} + \mathbf{T}_{ir}\mathbf{Z}\right]^{-1}\mathbf{T}_{ij}\mathbf{f}_j \tag{6.25}$$

As duas matrizes $\mathbf{T}_{ir}$ e $\mathbf{T}_{ij}$ contêm as mobilidades do rotor descrevendo as velocidades nos pontos de observação $\mathbf{x_i}$ devidas às forças de reação agindo nos pontos de fixação dos mancais e do disco rígido, e devidas à aplicação das forças externas, respectivamente. Os elementos dessas matrizes podem ser calculados usando a Equação (6.12).

As Equações (6.23), (6.24) e (6.25) podem ser usadas para determinar um novo conjunto de mobilidades "compacto" do rotor $\widehat{\mathbf{T}}_{ij}$ que inclui a forças de reação $\mathbf{f}_r$ provocadas

pelas massas, amortecimentos e rigidezes acopladas ao rotor. Com o rearranjo dessas equações, a velocidade pode ser calculada em qualquer posição devido à força aplicada em qualquer outra posição ao longo do rotor, dada pela seguinte equação,

$$\mathbf{u}_i = \mathbf{T}_{ij}\mathbf{f}_j + \mathbf{T}_{ir}\mathbf{f}_r = \hat{\mathbf{T}}_{ij}\mathbf{f}_j \tag{6.26}$$

e a mobilidade "compacta" do rotor pode ser escrita como,

$$\hat{\mathbf{T}}_{ij} = \left[\mathbf{T}_{ij} - \mathbf{T}_{ir}\mathbf{Z}\left[\mathbf{I} + \mathbf{T}_{ir}\mathbf{Z}\right]^{-1}\mathbf{T}_{rj}\right] \tag{6.27}$$

A partir desse modelo matemático desenvolvido para o rotor suportado por mancais magnéticos, o desempenho de um sistema de controle ativo pode ser avaliado utilizando esse conjunto de equações.

6.2.3 – CONTROLE ATIVO ÓTIMO DE VIBRAÇÃO NO ROTOR

Tomando como base a teoria de controle *feedforward* apresentada no capítulo 5, apresenta-se um método para verificar o desempenho ótimo de um sistema de controle ativo ótimo para ser aplicado ao rotor teórico. O sistema de controle tentará minimizar a soma do quadrado das saídas dos sensores de erro conforme ilustra a Figura 2.3 da seção 2.2. Se um sistema de controle tem K atuadores de controle e L sensores de erro, então, a uma dada freqüência discreta, o vetor de erro $\mathbf{e}$ de comprimento L pode ser escrito em termos do vetor das forças de perturbação primárias $\mathbf{f_p}$ (aplicadas no rotor) e do vetor das forças de controle secundárias $\mathbf{f_c}$ de comprimento K, ou seja,

$$\mathbf{e} = \hat{\mathbf{T}}_{ep}\mathbf{f}_p + \hat{\mathbf{T}}_{ec}\mathbf{f}_c \tag{6.28}$$

As duas matrizes $\hat{\mathbf{T}}_{ep}$ e $\hat{\mathbf{T}}_{ec}$ contém as mobilidades do rotor descrevendo as velocidades nos locais dos sinais de erro $\mathbf{x_e}$ devido às perturbações primárias agindo nos pontos $\mathbf{x_p}$ onde o disco está fixado, e devido às forças de controle (perturbações secundárias) aplicadas nas

posições $\mathbf{x_c}$ do rotor. A soma do quadrado dos sinais de erro pode ser calculada usando o transposto Hermitiano (ou transposto conjugado denominado por ^{H}) definido como,

$$J = \mathbf{e}^{\mathbf{H}}\mathbf{e} \tag{6.29}$$

que é minimizado quando as forças de controle secundárias $\mathbf{f_c}$ adquirem os valores seguintes valores (FULLER, 1996, NELSON, 1992):

$$\mathbf{f}_{\mathbf{c_otimo}} = \left[\hat{\mathbf{T}}_{\mathbf{ec}}{}^{\mathbf{H}}\hat{\mathbf{T}}_{\mathbf{ec}}\right]^{-1}\hat{\mathbf{T}}_{\mathbf{ec}}{}^{\mathbf{H}}\hat{\mathbf{T}}_{\mathbf{ep}}\mathbf{f}_{\mathbf{p}} \tag{6.30}$$

Utilizando essas forças otimizadas, a velocidade a qualquer número de locais de observação $\mathbf{x_i}$ ao longo do rotor pode então ser calculada antes da aplicação do sistema de controle ($\mathbf{u_{i_a}}$), e após a aplicação do controle ótimo ($\mathbf{u_{i_d}}$), como segue,

$$\mathbf{u}_{\mathbf{i_a}} = \hat{\mathbf{T}}_{\mathbf{ip}}\mathbf{f}_{\mathbf{p}} \tag{6.31}$$

$$\mathbf{u}_{\mathbf{i_d}} = \hat{\mathbf{T}}_{\mathbf{ip}}\mathbf{f}_{\mathbf{ip}} + \hat{\mathbf{T}}_{\mathbf{ic}}\mathbf{f}_{\mathbf{c_otimo}} \tag{6.32}$$

As duas matrizes $\hat{\mathbf{T}}_{\mathbf{ip}}$ e $\hat{\mathbf{T}}_{\mathbf{ic}}$ contém as mobilidades descrevendo as velocidades nos pontos de observação $\mathbf{x_i}$ devido às forças agindo no ponto de aplicação $\mathbf{x_p}$ perturbação primária e nos pontos $\mathbf{x_c}$ das forças de controle. Esse processo pode ser repetido para uma determinada banda de freqüências.

6.3 – DESCRIÇÕES DE ROTORES TEÓRICOS PARA ANÁLISE

Para que os resultados desta pesquisa sejam gerados, se torna necessário idealizar rotores teóricos para serem empregados na análise do desempenho do sistema de controle ativo e, a partir desse desempenho, apontar o melhor local ao longo do rotor para o posicionamento do mancal magnético ativo ou do seu sensor de erro, conforme o esquema de controle utilizado: controle *feedback* ou controle *feedforward* associado com o controle *feedback*.

Os modelos destes rotores teóricos foram desenvolvidos de acordo com a teoria apresentada na seção 6.2 proposto por Johnson et al. (2003). Foram necessários no mínimo 5 modos de vibração para compor o somatório da Equação (6.1) e descrever o modelo da viga livre-livre com uma precisão satisfatória. Esta modelagem considera apenas os efeitos de massa, rigidez e amortecimento estrutural distribuídos dos elementos de eixo. Em associação a esta modelagem, empregou-se o método das matrizes de impedância para introduzir os efeitos das massas concentradas do disco e dos materiais dos mancais, bem como as rigidezes e amortecimento dos mancais convencionais e/ou as dos mancais magnéticos. Além das forças sub-síncrona e síncrona, considerou-se também um ruído de amplitude unitária em toda banda de freqüência.

6.3.1 – DESCRIÇÃO DO ROTOR TEÓRICO PARA ANÁLISE DE REDUÇÃO DE VIBRAÇÕES COM A TÉCNICA DE CONTROLE *FEEDBACK* – MODELO 1

Para a análise de redução de vibração com o uso da técnica de controle *feedback*, propôs-se o Modelo 1 que é basicamente um rotor de aço de 620 mm de comprimento com um eixo de 12 mm de diâmetro apoiado por dois mancais convencionais e um mancal magnético ativo (MMA) entre eles, conforme mostra o *layout* da Figura 6.6, na qual em vermelho está representado o MMA e em azul os mancais convencionais de contato. O primeiro mancal convencional foi posicionado a 100 mm do início do eixo (à esquerda) e o segundo a 20 mm antes do término do eixo (à direita). Já o MMA teve localização variável ao longo do eixo, a fim de se observar qual posição é a mais indicada para o controle de vibrações. Sobre o eixo também foram fixadas as massas m_1,m_3 e m_4, relativas ao material que fazem parte dos mancais. Os parâmetros construtivos do mancal magnético utilizado já foram apresentados na Tabela 3.1 e as propriedades físicas complementares para este sistema podem ser encontradas nas Tabelas 6.1, 6.2, 6.3 e 6.4. O sistema foi excitado por uma quantidade de desbalanceamento em um disco rígido de massa m_2 igual a 1,5 kg, diâmetro de 150 mm e espessura de 11 mm, localizado a 300 mm do início do rotor. Para gerar a força de excitação, admitiu-se uma excentricidade (e) de 0,11 mm, logo, a quantidade de desbalanceamento do sistema foi de $m.e = 1{,}65.10^{-4}$ kg.m. A excitação sub-síncrona foi considerada com uma amplitude igual a 25% da força de excitação síncrona, relembrando que além dessas excitações determinísticas, o rotor também é excitado por um ruído unitário.

Na Figura 6.6 destaca-se em vermelho o atuador magnético e em azul os mancais convencionais de contato. Vale observar que *X* é uma distância variável entre 100 e 600 mm, respeitando que a posição do disco e a posição dos mancais convencionais nãos podem ser ocupadas pelo MMA.

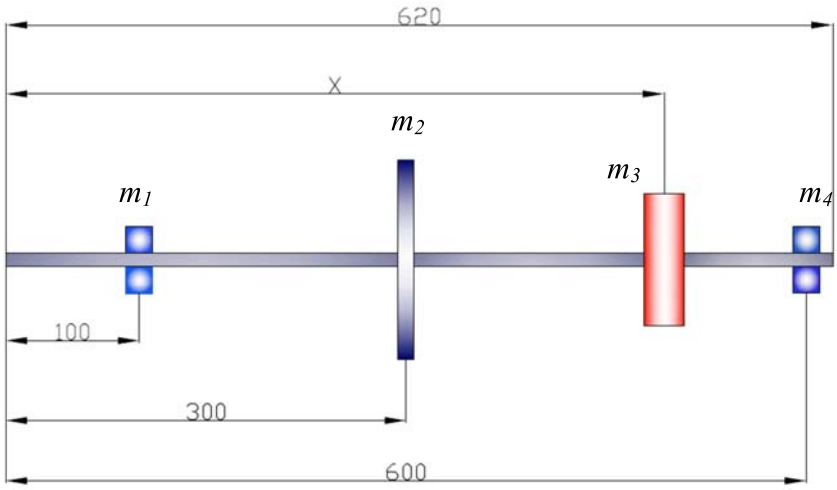


Figura 6.6 – Modelo de rotor teórico idealizado para a análise de atenuação de vibrações com o uso da técnica de controle *feedback* (Modelo 1).

Tabela 6.1 – Propriedades físicas do rotor idealizado.

Rotor	
Comprimento (l)	620 mm
Diâmetro do eixo (d)	12 mm
Módulo de elasticidade (E)	209 GN/m^2
Densidade do aço (ρ)	7800 kg/m^3
Razão de amortecimento estrutural (ξ)	0.001

Tabela 6.2 – Propriedades físicas dos mancais convencionais de contato.

Mancais convencionais	
Massa (m_1, m_4)	0,150 kg
Rigidez (K)	5,0 x 10^5 N/m
Amortecimento (C)	5 N.s/m
Posições	m_1=0,100 m m_4= 0,600 m

Tabela 6.3 – Propriedades físicas do disco de desbalanceamento.

Disco	
Massa (m_2)	1,5 kg
Posição	0,300 m
Quantidade de desbalanceamento($m.e$)	1,65.10^{-4} kg.m.

Quanto ao mancal magnético, empregou-se uma metodologia para a busca da posição do mesmo onde se obtém o melhor desempenho para o sistema de controle *feedback*, com o ganho derivativo K_D do controlador PID igual a 0,3 conforme mostra a Tabela 6.4. Optou-se por escolher apenas este valor de K_D pois, conforme indicaram os resultado iniciais desta pesquisa (PERINI, 2008), é o parâmetro do controlador PID que mais interfere no amortecimento equivalente do MMA, fornecendo maiores atenuações de vibração. Os valores da rigidez e amortecimento equivalentes indicados na Tabela 6.4 foram extraídos da análise feita no capítulo 3, Tabela 3.4.

Tabela 6.4 – Características físicas e dinâmicas do mancal magnético.

Mancal magnético	
Massa (m_3)	0,250 kg
Posição	VARIÁVEL
Para K_D=0,3	
Rigidez (K_{eq})	103,25 x 10^3 N/m
Amortecimento (C_{eq})	966,36 N.s/m

Ao entrar com os dados do rotor na rotina computacional desenvolvida e limitando-se a faixa de freqüência de interesse até 500 Hz, obtiveram-se resultados nos quais as primeiras freqüências naturais do sistema foram encontradas, respectivamente, em 34 Hz, 170 Hz, 238 Hz e 367 Hz. Assumiu-se, então, o rotor operando a uma rotação de 4800 rpm, o que resulta em uma excitação síncrona de 80 Hz e uma sub-síncrona de 40 Hz. Observa-se que para essa condição de operação, a excitação sub-síncrona atua em uma freqüência bem próxima à primeira freqüência crítica do rotor. As Figuras 6.7 e 6.8 mostram a resposta do rotor sem qualquer controle, ou seja, sem o emprego do atuador magnético. Nestas figuras, que estão em escala linear e logarítmica, respectivamente, pode-se identificar claramente os picos das freqüências críticas bem como os picos devidos às excitações sub-síncrona e sincrona. Entretanto, as freqüências críticas não serão alvo das análises nesta pesquisa, que se concentrará em atenuar a vibração síncrona devida ao desbalanceamento e à vibração sub-síncrona devida a uma instabilidade que freqüentemente surge em turbomáquinas a uma freqüência abaixo da freqüência de operação.

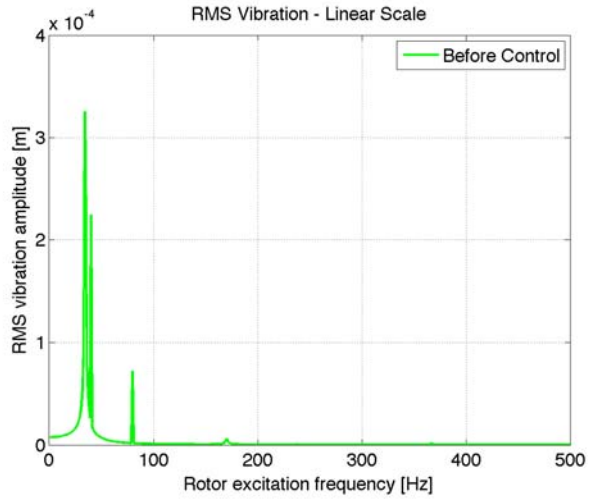


Figura 6.7 – Vibração global (RMS) do rotor (Modelo 1) antes do controle – Escala linear.

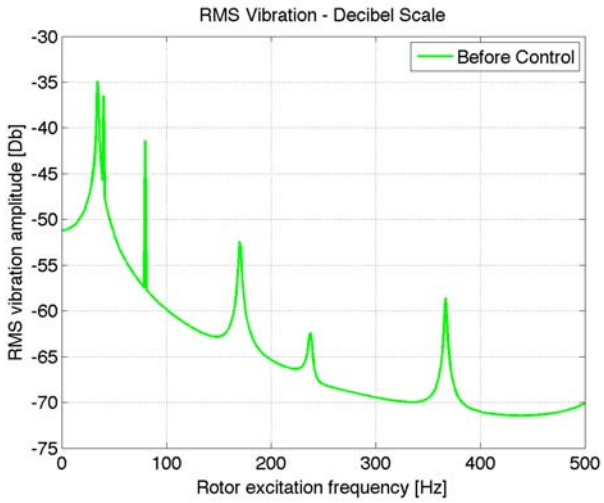


Figura 6.8 – Vibração global (RMS) do rotor (Modelo 1) antes do controle – Escala logarítmica.

6.3.2 – DESCRIÇÃO DOS ROTORES TEÓRICOS PARA ANÁLISE DE REDUÇÃO DE VIBRAÇÕES COM A TÉCNICA DE CONTROLE *FEEDFORWARD* ASSOCIADA COM A TÉCNICA DE CONTROLE *FEEDBACK*

Para a análise da redução de vibrações com o uso da técnica de controle *feedforward* associada com a técnica *feedback,* foram idealizados outros dois modelos teóricos de rotores, agora apoiados em dois mancais magnéticos a fim de se obter um sistema que não faz uso de mancais convencionais. Para estes casos, os MMAs funcionarão tanto como mancal de apoio como atuador de um sistema de controle de vibrações. Estes novos modelos foram idealizados devido à segunda etapa desta pesquisa que analisará o melhor posicionamento do sensor de

erro do controle *feedforward*, mantendo o atuador magnético em uma posição fixa. Dessa forma, serão realizadas análises para se obterem melhores resultados de atenuação de vibrações deslocando-se apenas o sensor de erro, uma vez que nem sempre é fisicamente possível deslocar o atuador magnético ao longo de todo o rotor, como feito no Modelo 1.

6.3.2.1 – DESCRIÇÃO DO ROTOR TEÓRICO PARA ANÁLISE DE REDUÇÃO DE VIBRAÇÕES COM A TÉCNICA DE CONTROLE *FEEDFORWARD* ASSOCIADA COM A TÉCNICA DE CONTROLE *FEEDBACK* – MODELO 2

As características construtivas deste modelo são as mesmas do modelo de rotor apresentado anteriormente e podem ser novamente observadas nas Tabelas 6.1 e 6.3. Entretanto, os mancais convencionais foram agora substituídos por mancais magnéticos em suas respectivas posições mantidas fixas no decorrer da análise. Além disso, o valor do ganho derivativo do controlador PID do MMA também será mantido constante em 0,3 e o valor da rigidez e amortecimento equivalentes são os mesmos dados na Tabela 6.4. Os parâmetros construtivos dos MMA utilizados também são os mesmos do caso anterior, encontrados na Tabela 3.1.

Na Figura 6.9 a seguir, apresenta-se um *layout* do rotor teórico idealizado na qual em vermelho estão representados os MMAs e em verde o sensor de erro.

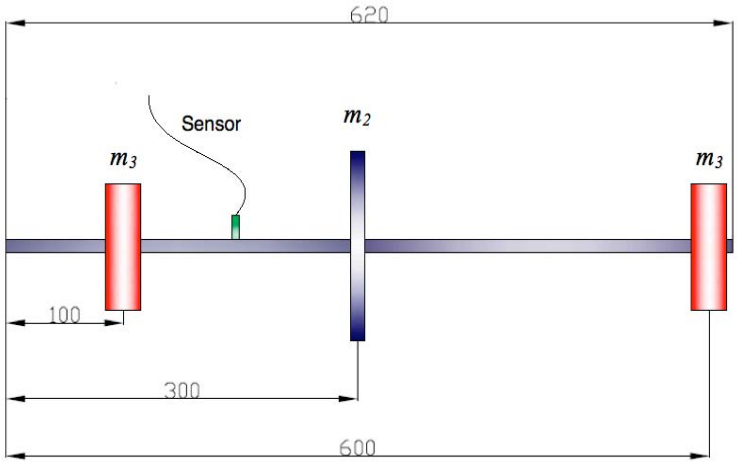


Figura 6.9 – Modelo de rotor teórico idealizado para a análise de atenuação de vibrações com o uso da técnica de controle *feedforward* associada com a técnica *feedback* (Modelo 2).

Apresenta-se nas figuras seguintes o comportamento vibratório deste sistema com os mancais magnéticos agindo como suporte e o controle *feedforward* desligado ("*Ff Control off*). Nas Figuras 6.10 e 6.11 apresentam-se as vibrações RMS do sistema em escala linear e logarítmica para que suas freqüências críticas possam ser claramente identificadas. Vale lembrar que o sistema idealizado continua em rotação a 4800 rpm e, dessa forma, as freqüências sub-síncrona e síncrona foram mantidas em 40 Hz e 80 Hz, respectivamente.

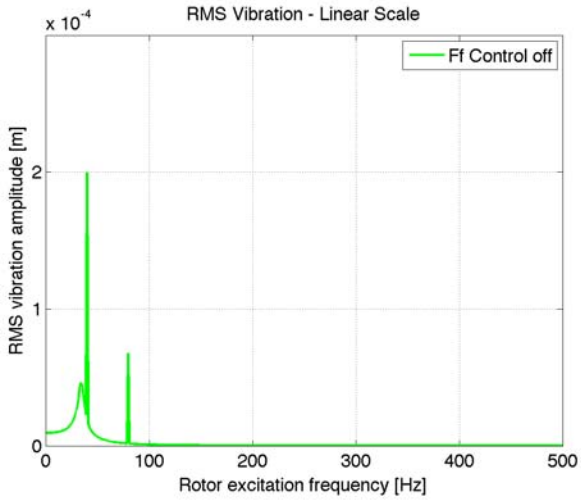


Figura 6.10 – Vibração global (RMS) do rotor (Modelo 2) com o controle *feedforward* desligado – Escala linear.

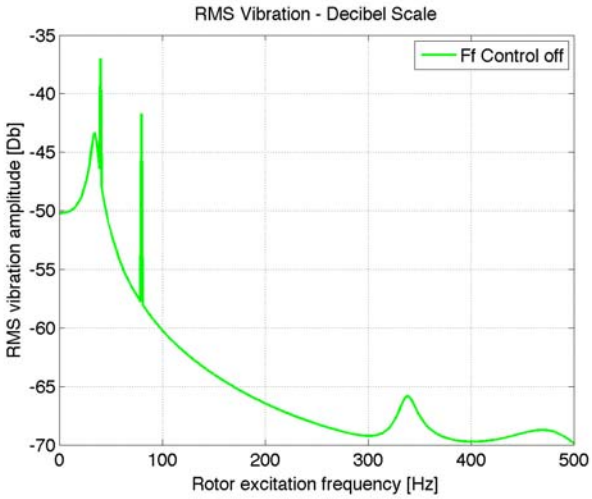


Figura 6.11 – Vibração global (RMS) do rotor (Modelo 2) com o controle *feedforward* desligado – Escala logarítmica.

Neste rotor, a primeira freqüência crítica foi encontrada em 34 Hz (como no Modelo 1) e, além de uma leve diferença nos valores de rigidez fornecidos pelos MMAs em

relação aos mancais convencionais usados no Modelo 1, ainda observa-se que o amortecimento agregado ao sistema proveniente dos MMAs atenuou bastante as primeiras freqüências críticas de tal forma que além da amplitude da primeira freqüência crítica, a amplitude seguinte é observada apenas em 338 Hz.

6.3.2.2 – DESCRIÇÃO DO ROTOR TEÓRICO PARA ANÁLISE DE REDUÇÃO DE VIBRAÇÕES COM A TÉCNICA DE CONTROLE *FEEDFORWARD* ASSOCIADA COM A TÉCNICA DE CONTROLE *FEEDBACK* – MODELO 3

Similarmente ao Modelo 2, decidiu-se idealizar um segundo modelo para se estudar o comportamento do sistema rotativo, porém se atentando ao caso de quando a massa não está simetricamente distribuída ao longo do rotor e a excitação externa está mais próxima a um dos atuadores, situação comumente encontrada em turbomáquinas. Assim, mantendo-se o modelo anterior, apenas transferiu-se o disco rígido desbalanceado para a posição de 100 mm distanciada do MMA esquerdo do rotor, conforme indica o *layout* deste modelo apresentado na Figura 6.12, na qual em vermelho estão representados os MMAs e em verde o sensor de erro.

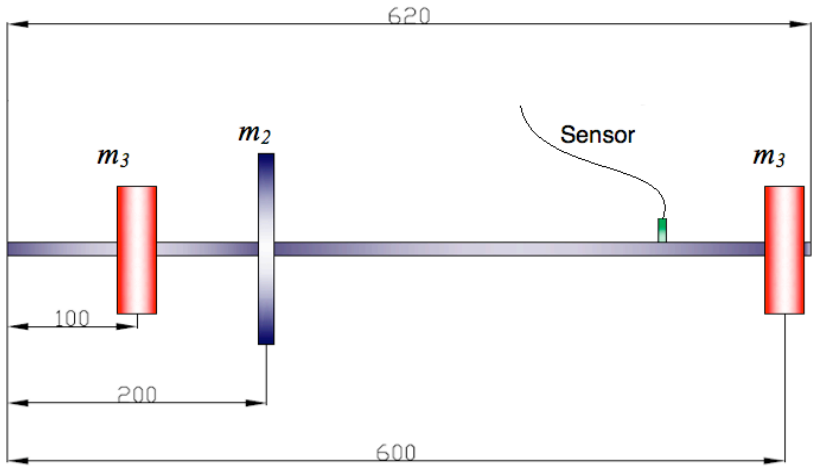


Figura 6.12 — Modelo de rotor teórico idealizado para a análise de atenuação de vibrações com o uso da técnica de controle *feedforward* associada com a técnica *feedback* (Modelo 3).

As figuras a seguir mostram o comportamento deste Modelo 3 com o controle *feedforward* desligado ("*Ff Control off*). As Figuras 6.13 e 6.14 apresentam-se as vibrações

RMS do sistema em escala linear e logarítmica. O sistema idealizado continua tendo supostamente uma rotação de 4800 rpm e, dessa forma, as freqüências sub-síncrona e síncrona foram mantidas em 40 Hz e 80 Hz, respectivamente.

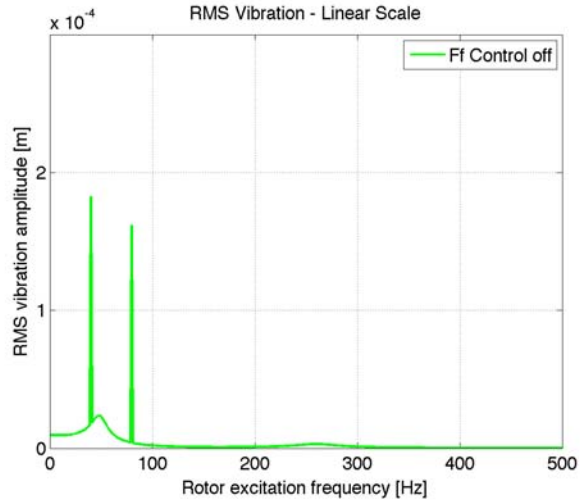


Figura 6.13 – Vibração global (RMS) do rotor (Modelo 3) antes do controle – Escala linear

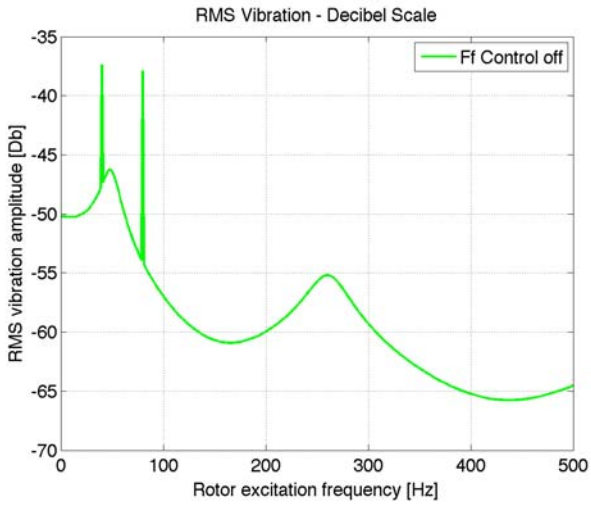


Figura 6.14 – Vibração global (RMS) do rotor (Modelo 3) antes do controle – Escala logarítmica.

Observa-se que a primeira freqüência crítica do Modelo 3 é de 48 Hz e com o amortecimento proveniente dos MMAs apenas se observa um outro pico de freqüência crítica a 257 Hz.

Assim, estas curvas de vibrações RMS dos modelos propostos serão utilizadas nas análises seguintes (capítulo 7 e capítulo 8) e serão as referências para se analisar o desempenho das estratégias de controle a serem utilizadas.

CAPÍTULO 7

ANÁLISE DO CONTROLE DE VIBRAÇÕES EM FUNÇÃO DA POSIÇÃO DO MANCAL MAGNÉTICO ATIVO OPERANDO COM A TÉCNICA FEEDBACK

7.1 – INTRODUÇÃO

As análises do desempenho do controle ativo apresentadas neste capítulo foram desenvolvidas empregando-se o rotor teórico (Modelo 1) apresentado anteriormente. Nesta situação, o MMA tem a função de atenuar as vibrações de um rotor suportado por mancais convencionais, fazendo o papel de atuador magnético no sistema de controle *feedback*. Serão apresentados dois tipos de análises: uma quanto às reduções das vibrações RMS com enfoque na freqüência síncrona e sub-síncrona e outra quanto às reduções de vibrações locais para estas mesmas freqüências.

Para a análise dos dados obtidos nas vibrações globais, foram calculadas porcentagens de reduções da vibração RMS na freqüência síncrona e na sub-síncrona. Para cada condição, atentou-se para os máximos valores da corrente de perturbação (ou corrente de controle), máxima amplitude de vibração do eixo no ponto onde o atuador está localizado e valores máximos da força de controle em cada simulação para cada atuador magnético. A preocupação com estas magnitudes é para que esses valores não ultrapassassem os máximos

permitidos na especificação do atuador utilizado, apresentados na Tabela 3.1. Assim, a corrente máxima de controle (perturbação) em cada MMA deve ser inferior a 1,5 A, uma vez que a corrente de saturação (corrente total nos enrolamentos magnéticos), apresentada de acordo com a Equação (2.10), é de 3 A. Deve-se ressaltar também que a amplitude de vibração do rotor deve ser menor que a espessura nominal de $3{,}81 \times 10^{-4}$ m da folga entre o rotor e o estator (*gap*), e a força máxima de controle não deve ultrapassar o valor de 53 N.

Já para a análise da vibração local, as regiões ideais de posicionamento do MMA apontadas na análise de vibração global foram comparadas com outras que apresentavam um controle de vibrações com baixo desempenho. Calculou-se as reduções das amplitudes locais para os pontos nodais selecionados ao longo do eixo, apresentando o real comportamento do rotor na freqüência síncrona e sub-síncrona para o MMA localizado em uma determinada posição. Assim, obtiveram-se gráficos de amplitude de vibração nestas freqüências versus comprimento do rotor para a visualização do deslocamento do eixo, considerando, da mesma forma, as condições de sem e com controle ativo.

7.2 - FORMULAÇÃO DOS DADOS APRESENTADOS NO DECORRER DAS ANÁLISES

Para a análise dos resultados decorrentes deste capítulo, referente ao Modelo 1, bem como os resultados do capítulo posterior, referente ao Modelo 2 e Modelo 3, as seguintes nomenclaturas listadas a seguir serão utilizadas para os parâmetros analisados.

Para a análise dos modelos em termos das vibrações globais de RMS, são obtidas as seguintes magnitudes:

- Redução da vibração RMS na freqüência sub-síncrona (Redução RMS sub-síncrona);
- Redução da vibração RMS na freqüência síncrona (Redução RMS síncrona);
- Máxima amplitude de deslocamento do eixo no ponto onde está localizado o MMA (Máximo deslocamento no MMA);
- Máxima magnitude da corrente de controle (Máxima i_p);
- Magnitude da força de controle na freqüência sub-síncrona (Força de controle sub-síncrona);
- Magnitude da força de controle na freqüência síncrona (Força de controle síncrona).

Para a análise de redução de vibração local, as magnitudes calculadas foram:

- Redução da vibração local na freqüência sub-síncrona (Redução Local Sub-síncrona)
- Redução da vibração local na freqüência síncrona (Redução Local Síncrona)

Apresenta-se, na seção seguinte, o equacionamento usado nas rotinas computacionais para se adquirir os dados listados acima, os quais serão compilados na forma de tabelas e gráficos.

7.2.1 - REDUÇÃO DA VIBRAÇÃO RMS NA FREQÜÊNCIA SUB-SÍNCRONA (REDUÇÃO RMS SUB-SÍNCRONA)

Para o cálculo das reduções de vibrações, é necessário conhecer os valores das amplitudes com que o rotor vibra, antes e depois do controle ativo. Com a Equação (6.24) obtém-se o vetor velocidade ao longo do rotor a uma determinada freqüência de excitação. Assim, é possível obter-se o deslocamento dividindo-se esta equação pela freqüência complexa $j\omega$. Ou seja,

$$\mathbf{W_{m,n}} = \left(\left[\mathbf{I} + \mathbf{T}_{ir} \mathbf{Z} \right]^{-1} \mathbf{T}_{ij} \mathbf{f}_j \right) \cdot \frac{1}{j\omega} \tag{7.1}$$

A matriz $\mathbf{W_{m,n}}$ apresenta o deslocamento que ocorre em cada ponto nodal m em que foi discretizado o rotor e para cada n freqüência da faixa analisada. A fim de se obter a média global de vibração, *Root Mean Square*, aplicou-se o conceito de RMS obtendo-se n valores $\boldsymbol{A_{RMS}}$, como segue,

$$\mathbf{A_{RMS}(n)} = \sqrt{\frac{\mathbf{W_{m,n}} \cdot (\mathbf{W_{m,n}})^T}{m}} \tag{7.2}$$

Fazendo-se uso da Equação (7.1) para um único valor de n correspondente à freqüência sub-síncrona (n_{ss}), a matriz $\mathbf{W_{m,.n}}$ se transforma em um vetor de dimensão m. Ao aplicar a Equação (7.2) obtém-se o valor da amplitude média global de vibração para esta freqüência específica. Os cálculos foram realizados para as condições antes e depois do

controle ativo, sendo possível obter o percentual de redução de vibração na freqüência sub-síncrona pela relação,

$$\text{Re}\,dução\ RMS\ sub-síncrona = \left(1 - \frac{A(n_{ss})_{RMS,DC}}{A(n_{ss})_{RMS,AC}}\right).100 \tag{7.3}$$

7.2.2 - REDUÇÃO DA VIBRAÇÃO RMS NA FREQÜÊNCIA SÍNCRONA (REDUÇÃO RMS SÍNCRONA)

Seguindo a mesma metodologia do item anterior, agora substituindo-se o valor de n para o valor correspondente da freqüência síncrona n_s, tem-se

$$\text{Re}\,dução\ RMS\ síncrona = \left(1 - \frac{A(n_s)_{RMS,DC}}{A(n_s)_{RMS,AC}}\right).100 \tag{7.4}$$

7.2.3 – MÁXIMA AMPLITUDE DE DESLOCAMENTO DO EIXO NO PONTO ONDE ESTÁ LOCALIZADO O MMA (MÁXIMO DESLOCAMENTO NO MMA)

Fazendo-se uso da Equação (7.1) para o ponto onde o MMA se localiza, a matriz $\mathbf{W_{m,n}}$ se transforma em um vetor deslocamento $\mathbf{W_X}$ com dimensão de n valores de freqüências. Assim, determina-se o valor desejado selecionado o elemento correspondente à localização do MMA no eixo e apresenta-se seu valor máximo obtido dentre as freqüências analisadas. Esse valor pode ser obtido para todas as n freqüências, especialmente para a freqüência sub-síncrona (n_{ss}) e síncrona (n_s).

$$Máximo\ \ deslocamento\ \ no\ \ MMA = \max(\mathbf{W_X}(n)) \tag{7.5}$$

7.2.4 - MÁXIMA MAGNITUDE DA CORRENTE DE CONTROLE (MÁXIMA i_P)

A partir da teoria apresentada no Capítulo 2 e reescrevendo a Equação (2.21) com a variável de Laplace (s) substituída pela freqüência complexa $j\omega$, tem-se,

$$i_p(j\omega) = G(j\omega).x(j\omega) \tag{7.6}$$

Observa-se que a corrente de controle depende da freqüência de excitação (ω). Dessa maneira, com o cálculo de $G(j\omega)$ a partir da Equação (2.22) e do valor da amplitude de vibração $x(j\omega)$ exatamente no ponto do rotor onde está localizado o MMA, consegue-se um vetor dos valores de $\mathbf{i_p}$ com dimensão n. Pode-se, então, determinar o valor máximo dos elementos deste vetor, sendo este o máximo valor que a corrente de controle assume dentro da faixa de freqüência analisada.

$$Max\ i_p = max(\mathbf{i_p}(n)) \tag{7.7}$$

7.2.5 - MAGNITUDE DA FORÇA DE CONTROLE NA FREQÜÊNCIA SUB-SÍNCRONA (FORÇA DE CONTROLE SUB-SÍNCRONA)

Uma vez que as forças do atuador magnético variam com a corrente e a folga entre o rotor e os magnetos, e estas com o valor da freqüência, então pode-se calcular o vetor força de controle $\mathbf{F_N}$ a partir dos vetores $\mathbf{i_p}$ e $\mathbf{W_X}$, sendo todos de dimensão n correspondentes às freqüências discretizadas. Empregando-se a Equação (2.18), tem-se,

$$\mathbf{F_N}(n) = \left(\frac{\varepsilon\mu_0 A_g N^2 i_b}{g_0^2}\right)\cdot \mathbf{i_p}(n) - \left(\frac{\varepsilon\mu_0 A_g N^2 i_b^2}{g_0^3}\right)\cdot \mathbf{W_X}(n) \tag{7.8}$$

Para se encontrar o valor da força de controle para a freqüência sub-síncrona, toma-se, então, que o valor de F_N com n correspondente a esta freqüência (n_{ss}), ou seja

$$Força\ de\ controle\ \ sub-síncrona = \mathbf{F_N}(n_{ss}) \tag{7.9}$$

7.2.6 - MAGNITUDE DA FORÇA DE CONTROLE NA FREQÜÊNCIA SÍNCRONA (FORÇA DE CONTROLE SÍNCRONA)

Para se determinar este valor, faz-se uso do mesmo equacionamento mostrado anteriormente para o cálculo da força de controle, determinando-se agora o valor de F_N, com n correspondente à freqüência síncrona (n_s), isto é,

$$Força\ de\ controle\ \ síncrona = \mathbf{F_N}(n_s) \tag{7.10}$$

7.2.7 - REDUÇÃO DA VIBRAÇÃO LOCAL NA FREQÜÊNCIA SUB-SÍNCRONA (REDUÇÃO LOCAL SUB-SÍNCRONA)

A partir da Equação 7.1 se obtém a matriz $\mathbf{W_{m,n}}$ que contém os valores das amplitudes de vibração local dos m pontos nodais do rotor para os n valores de freqüência dentro da faixa de analise adotada. Dessa maneira, pode-se selecionar os valores de $\mathbf{W_{m,n}}$, antes (AC) de depois do controle (DC), correspondentes a um determinado ponto nodal selecionado (m_{sel}) e à freqüência sub-síncrona (n_{ss}), e calcular dos percentuais de redução de vibração local, como segue,

$$\text{Re}\,dução\ Local\ Sub-síncorna = \left(1 - \frac{\mathbf{W_{m,n\ DC}}(m_{sel}, n_{ss})}{\mathbf{W_{m,n\ AC}}(m_{sel}, n_{ss})}\right) \times 100 \tag{7.11}$$

7.2.8 - REDUÇÃO DA VIBRAÇÃO LOCAL NA FREQÜÊNCIA SÍNCRONA (REDUÇÃO LOCAL SÍNCRONA)

Para a freqüência síncrona, um procedimento análogo pode ser adotado bastando apenas alterar o valor de n para a freqüência correspondente à freqüência síncrona (n_s), como mostra a Equação (7.12) a seguir.

$$\text{Re}\,dução\ Local\ Síncorna = \left(1 - \frac{\mathbf{W_{m,n\ DC}}(m_{sel}, n_s)}{\mathbf{W_{m,n\ AC}}(m_{sel}, n_s)}\right) \times 100 \tag{7.12}$$

7.3– ANÁLISE DO CONTROLE *FEEDBACK* PARA O ROTOR DO MODELO 1

Na análise do Modelo 1, o atuador assume várias posições X ao longo do rotor entre os mancais convencionais em pontos distanciados de 50 mm entre si, isto é, tomando X nos pontos de 0,150 a 0,550 m, como mostrados a Figura 7.1. Assim, a melhor faixa de posicionamento do MMA pôde ser encontrada em termos de vibração global. Para se ter uma melhor definição da região de melhor desempenho do mancal magnético, depois de encontrada a faixa das máximas reduções obtida na primeira varredura, refinou-se o espaço entre as posições de localização do atuador magnético, neste caso para um distanciamento de 10 em 10 mm.

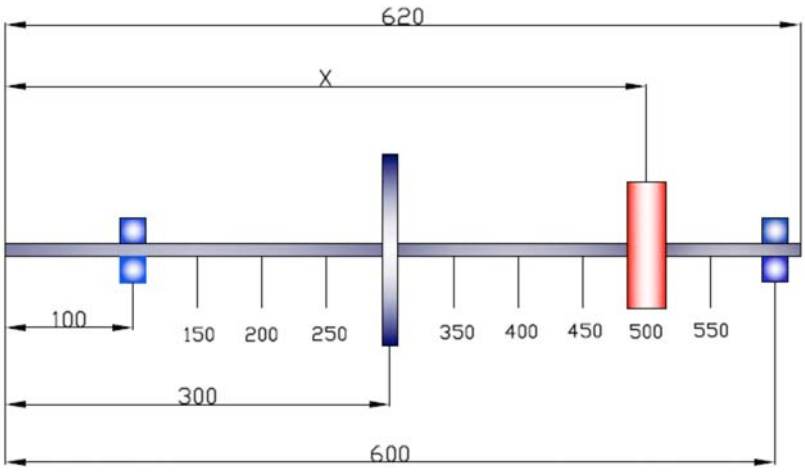


Figura 7.1 – Posições assumidas pelo MMA para encontrar a posição que fornece o melhor desempenho do controle ativo de vibrações no rotor do Modelo 1.

7.3.1 – ANÁLISE DO POSIOCIONAMENTO DO MMA PARA REDUÇAO DA VIBRAÇÃO GLOBAL NO MODELO 1

Apesar de se conseguir um desempenho muito bom quando o sistema de controle usa o atuador com ganho derivativo $K_D = 0{,}2$, julgou-se importante, para buscar um melhor o desempenho deste sistema de controle, principalmente para atenuar a vibração síncrona, utilizar o atuador magnético operando com um ganho derivativo $K_D = 0{,}3$, introduzindo, assim, uma maior quantidade de amortecimento no sistema controlado, como já mencionado anteriormente.

Os resultados deste caso estão apresentados na Tabela 7.1 e na Figura 7.2. Observa-se que mesmo tomando o valor de K_D igual a 0,3, ainda ocorre ampliação da vibração síncrona quando o atuador é instalado mais às extremidades do rotor, próximo aos mancais convencionais (mostrados com valores negativos de redução). Em termos de corrente de controle, observa-se valores consideráveis da mesma, sendo que em duas posições (0,400 e 0,450 m, destacadas em vermelho na Tabela 7.1) o seu valor até superou a corrente máxima (1,5 A), especificada pelo fabricante do atuador.

Tabela 7.1– Dados compilados para a análise do desempenho do MMA com K_D = 0,3 no rotor do Modelo 1.

Posição *X* do MMA ao longo do rotor (m)	Redução RMS sub-síncrona (%)	Redução RMS síncrona (%)	Máxima i_p (A)	Máximo deslocamento no MMA (m)	Força de controle sub-síncrona (N)	Força de controle síncrona (N)
0,150	3.77	-13,84	1,119	1,225E-04	31,612	19,123
0,200	69,95	-19,19	1,192	7,732E-05	17,631	39,086
0,250	84,79	17,69	1,235	8,016E-05	12,557	40,524
0,300	89,12	39,53	1,117	7,250E-05	10,746	36,648
0,350	89,49	34,79	1,197	7,770E-05	10,511	39,278
0,400	86,42	-4,00	1,557	1,010E-04	11,665	51,074
0,450	77,24	-40,03	1,522	9,873E-05	14,915	49,911
0,500	51,19	-18,84	0,936	8,857E-05	22,855	30,711
0,550	-22.96	-3,69	1,196	1,310E-04	33,79	16,772

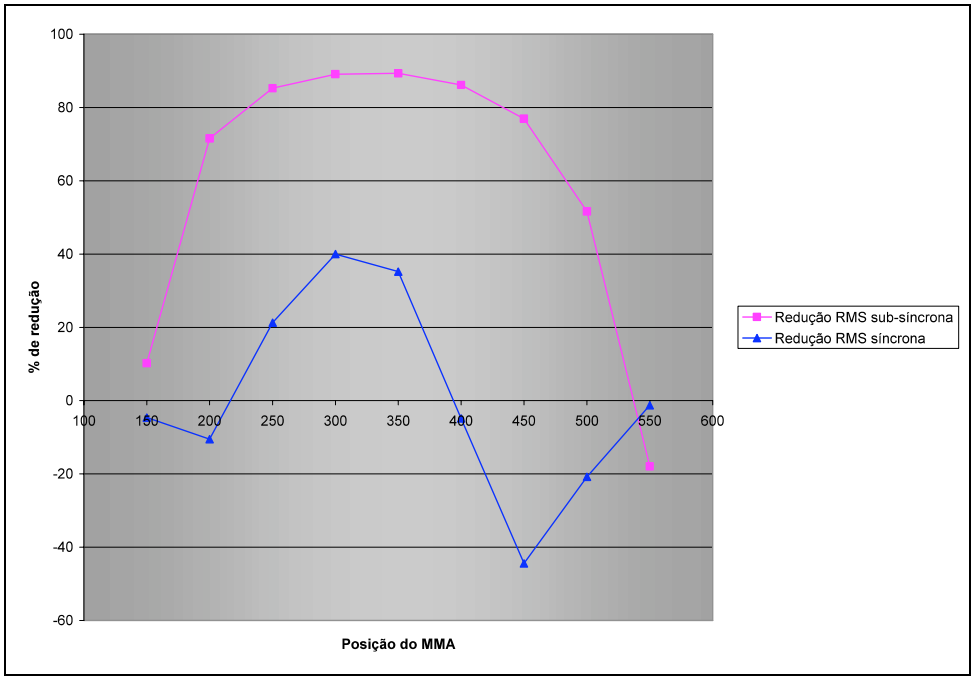


Figura 7.2 – Curvas de reduções de vibração RMS para o rotor do Modelo 1.

Posicionando o atuador magnético apenas na faixa de posições do atuador que ocorreram os melhores desempenhos do sistema de controle, obtêm-se os melhores valores de desempenho do atuador para estas condições. A seguir, na Tabela 7.2 é apresentado o valor para a posição eleita como a de melhor desempenho do atuador magnético e também são apresentadas mais duas posições vizinhas para critérios de comparação.

Tabela 7.2– Dados compilados a partir do refino da varredura das posições para análise do desempenho do MMA no rotor do Modelo 1.

Posição *X* do MMA ao longo do rotor (m)	**Redução RMS sub-síncrona (%)**	**Redução RMS síncrona (%)**	**Máxima i_p (A)**	**Máximo deslocamento no MMA (m)**	**Força de controle sub-síncrona (N)**	**Força de controle síncrona (N)**
0,310	89,24	40,50	1,115	7,230E-05	10,608	36,582
0,320	89,63	40,79	1,120	7,267E-05	10,493	36,735
0,330	89,71	39,88	1,135	7,365E-05	10,447	37,233

Em relação ao caso de $K_D = 0{,}2$, obtido na pesquisa anteriormente realizada (PERINI, 2007), os resultados desta análise mostram que a redução do nível de vibração global sub-síncrona aumentou muito pouco, não mais que 8% nas posições de melhores desempenhos, Tabela 7.2. Por outro lado, a redução do nível de vibração síncrona praticamente dobrou, o que justifica a utilização do atuador com $K_D = 0{,}3$, lembrando que os valores da corrente de controle já se encontram próximos do valor máximo admitido, em uma situação pouco confortável. Em termos de força de controle, observou-se apenas um ligeiro aumento nos valores para controlar a vibração síncrona e praticamente os mesmos valores para controlar a vibração sub-síncrona.

A partir da analise realizada, pode-se eleger a posição de 0,320 m como uma das posições de melhor desempenho do MMA. Assim, para essa posição são apresentadas nas Figuras 7.3 e 7.4 as amplitudes de RMS de vibração com o rotor sem controle e com o rotor controlado. Ao analisar a Figura 7.4, pode-se perceber que as freqüências críticas mais elevadas (segunda e terceira) não são atenuadas, ocorrendo até mesmo uma amplificação da amplitude da terceira freqüência modal. Por sua vez, o comportamento da força de controle com o atuador nesta posição é apresentado na Figura 7.5.

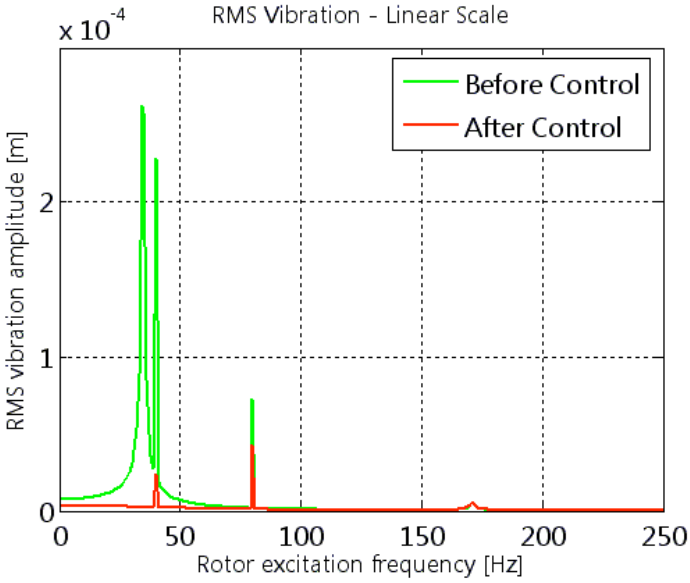


Figura 7.3 – Vibração global (RMS) do rotor do Modelo 1 para o MMA posicionado em 0,320 m – Escala linear.

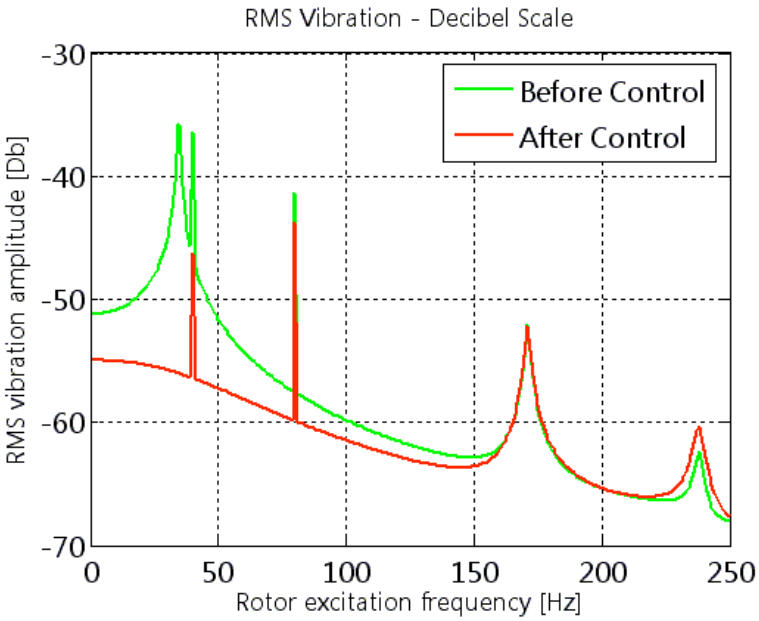


Figura 7.4 - Vibração global (RMS) do rotor do Modelo 1 para o MMA posicionado em 0,320m – Escala logarítmica.

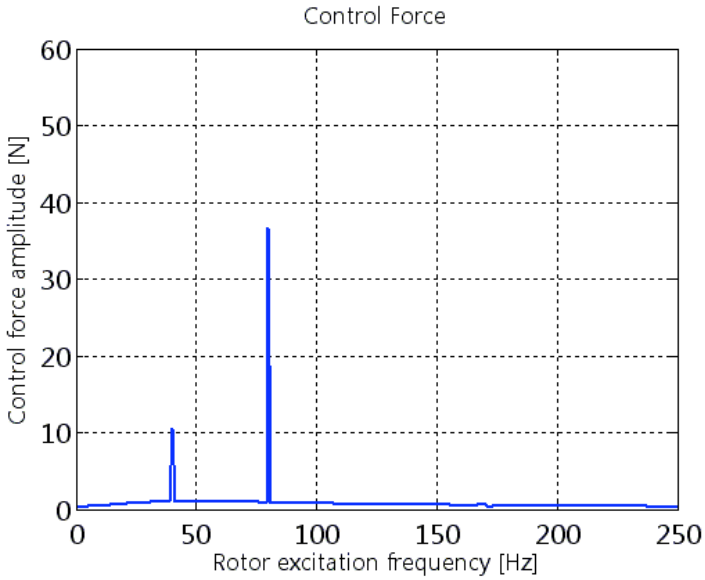


Figura 7.5 – Força de controle do MMA posicionado a 0,320 m no rotor do Modelo 1

Um resumo desta análise em termos de vibração global é apresentado de forma resumida na Tabela 7.3.

Tabela 7.3 – Resumo dos resultados para a análise de vibração global do MMA com no rotor do Modelo 1.

Posição do MMA (*X*)		Intervalo: 0,260 m a 0,370 m	X=0,320
Parâmetro	**Freqüência**	**Reduções RMS para o MMA no intervalo**	**Resultados para o MMA localizado em X**
Redução de vibração RMS	**Sub-síncrona**	86,46% a 89,59%	89,63%
	Síncrona	24,74% a 40,98%	40,79%
Força de controle	**Sub-síncrona**	10,447 N a 12,025 N	10,493 N
	Síncrona	36,548 N a 42,932 N	36,735 N
Máxima corrente de controle		1,114 A a 1,309 A	1,120 A
Máximo deslocamento no MMA		$7{,}230\ 10^{-5}$ m a $8{,}493\ 10^{-5}$ m	$7{,}267\ 10^{-5}$ m

Neste ponto vale observar que para todos os demais casos estudados com valores de K_D igual a 0,1 e a 0,2 (PERINI, 2007), a posição ideal para a instalação do atuador magnético foi sempre a mesma, ou seja, em 320mm, indicando que o melhor posicionamento do MMA está sempre próximo ao local da fonte de excitação e que o controle será tanto melhor quanto mais próximo estiver o atuador das fontes de excitação. Pela Tabela 7.3, observa-se que as maiores atenuações, encontradas na freqüência sub-síncrona, exigem menores solicitações de força de controle nos MMAs. Esse caso se deve ao fato da freqüência sub-síncrona estar localizada próxima a uma freqüência crítica (primeira freqüência crítica), região onde o controle de vibrações possui maior desempenho ao fornecer amortecimento ao sistema. Entretanto, ao analisar as atenuações que ocorrem na freqüência síncrona, constata-se um menor desempenho de atenuações associado a maiores níveis de solicitação de força de controle. Conseqüentemente, isso se deve ao fato desta freqüência de perturbação estar mais distante da primeira freqüência critica. Assim, pode-se concluir que o controle *feedback* empregado com o MMA em posições estratégicas apresenta elevado desempenho para atenuação de freqüências de perturbações próximas às freqüências críticas e que o controle fora desta faixa de freqüências pode exigir elevados níveis de força de controle e acarretar na saturação do atuador, o que inviabilizaria a aplicação deste tipo de MMA.

7.3.2 - ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DO ROTOR DO MODELO 1 PELAS VIBRAÇÕES LOCAIS

Na análise das reduções de vibrações globais, quando os valores são pequenos, mesmo que eles sejam positivos, isso não garante necessariamente que todos os pontos ao longo do

eixo sofreram atenuação. Assim, realizando-se uma análise do comportamento do rotor pelas vibrações locais, poder-se-á observar o deslocamento que ocorre em cada ponto nodal ao longo do eixo, mostrando o real comportamento do rotor para o MMA localizado em uma determinada posição e a uma freqüência selecionada. Para esta análise, serão comparados resultados das reduções de vibrações locais para o MMA localizado na posição X de maior desempenho do sistema de controle (indicada na análise de RMS) e em outra posição X de baixo desempenho.

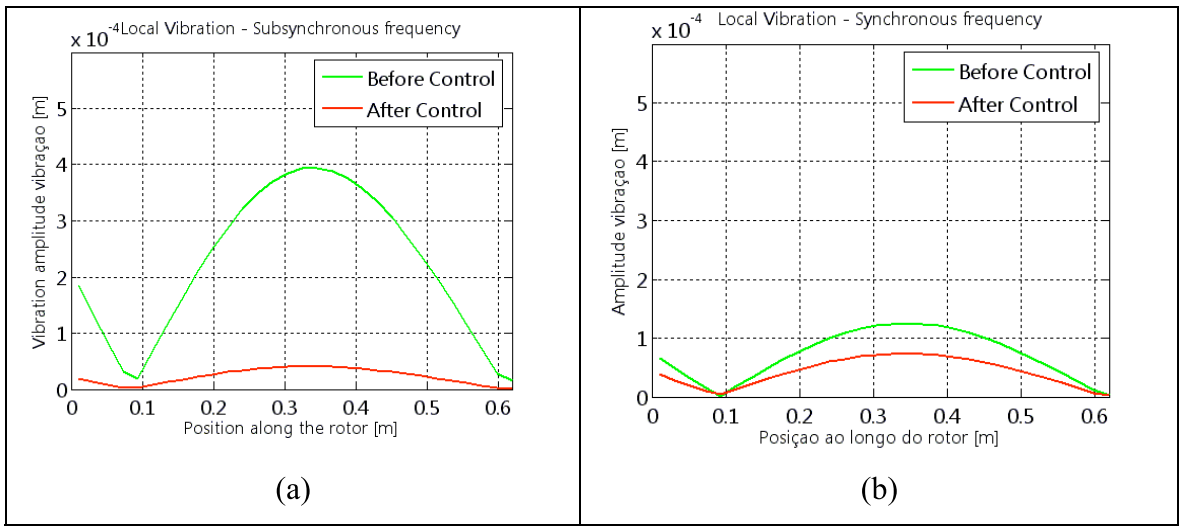
Quanto aos pontos nodais ao longo do rotor, eles foram distribuídos linearmente eqüidistantes e, para serem apresentados nas tabelas de resultados desta analise, foram selecionados apenas 11 deles (dos 30 pontos linearmente distribuídos), o suficiente para quantificar o comportamento do rotor nas freqüências síncrona e sub-síncrona, antes e após o controle.

Para a análise dos resultados tomou-se o MMA localizado em $X = 0{,}320$ e 0,550 m. A Tabela 7.4 apresenta as reduções das vibrações locais, enquanto que as Figuras 7.6 e 7.7 representam o comportamento vibratório do rotor para as freqüências sub-síncrona e síncrona.

Tabela 7.4 – Reduções das amplitudes de vibração para cada ponto nodal selecionado ao longo do rotor.

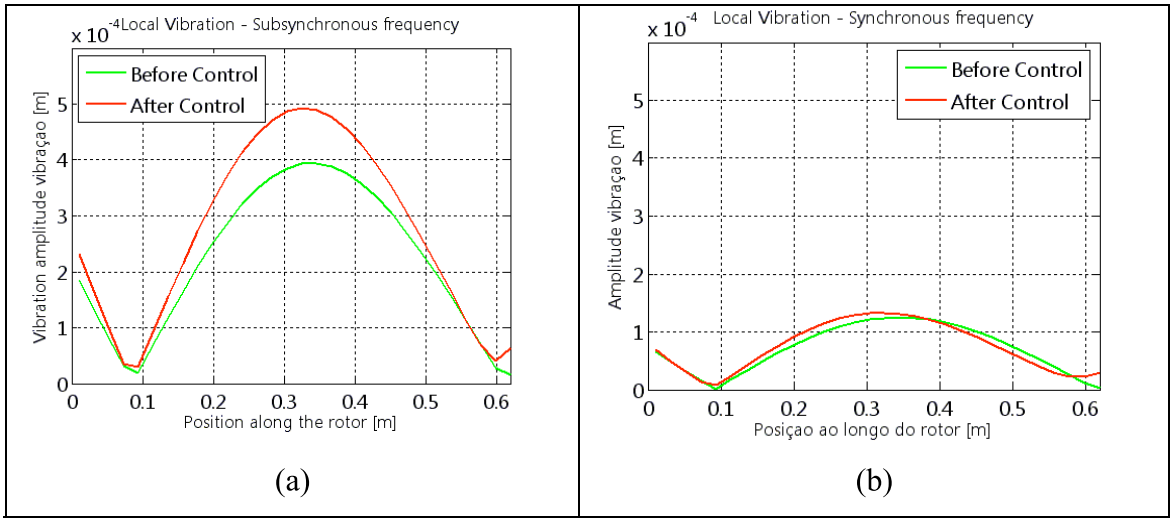
Posição do ponto nodal ao longo do rotor (m)	**MMA $X = 0{,}320$ m**		**MMA $X = 0{,}550$ m**	
	Redução Local Sub-síncrona (%)	**Redução Local Síncrona (%)**	**Redução Local Sub-síncrona (%)**	**Redução Local Síncrona (%)**
0	89,44	40,80	-24,97	-4,41
0,064	89,90	41,05	-19,17	7,18
0,128	88,90	34,60	-32,72	-27,67
0,192	89,27	39,16	-30,03	-17,75
0,256	89,46	40,43	-28,36	-13,67
0,320	89,62	41,11	-25,52	-7,93
0,384	89,76	41,31	-21,30	-0,09
0,449	89,88	41,12	-15,93	9,03

0,513	89,96	40,73	-8,81	19,30
0,577	90,05	39,86	3,82	16,23
0,620	89,07	21,05	-337,41	-1012,93



(a) (b)

Figura 7.6 (a) – Vibração local ao longo do rotor do Modelo 1 na freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona para o MMA localizado em 320mm.



(a) (b)

Figura 7.7 (a) – Vibração local ao longo do rotor do Modelo 1 na freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona para o MMA com localizado em 550mm.

Durante as análises realizadas, pôde-se observar que o sistema se mostrou eficiente para reduzir vibrações locais, mas dependendo da posição do MMA poderá ocorrer ampliação da vibração em pontos mais distantes do mesmo.

Vale mencionar neste ponto que Kasarda et al. (2004), realizaram testes práticos com rotor com dois mancais magnéticos, um disco em desbalanceamento e mais dois mancais convencionais, com os quais apresentaram resultados máximos de 93% de redução RMS para a freqüência sub-síncrona e 218% de aumento da vibração síncrona. Segundo os autores, o aumento da resposta síncrona é devido ao aumento da primeira velocidade crítica do sistema devido à adição de rigidez ao sistema, proveniente do MMA, a qual se aproxima da velocidade de operação do rotor. Já a diminuição da vibração sub-síncrona foi devido a fatores múltiplos. Primeiro, a rigidez fornecida pelo MMA aumentou a primeira velocidade crítica afastando-a para longe da freqüência de perturbação e, no cenário de turbomáquinas, esse fenômeno se relaciona à queda da relação entre velocidade de operação e a primeira velocidade crítica que, geralmente, cria um sistema inerentemente mais estável, com base no trabalho de Kirk e Miller, 1977. Segundo, o amortecimento adicional devido ao MMA dissipa uma quantidade maior da energia vibracional do sistema. Vale observar que o aumento das freqüências críticas do rotor com a aplicação do sistema de controle é devido à adição de rigidez no sistema controlado. Assim, esse controle ativo pode induzir a condições muito desfavoráveis dinamicamente e condições de ressonância podem aparecer após o controle.

Observa-se que o desempenho da atenuação de vibrações não se trata apenas do tipo de vibração a ser controlada, mas também que o posicionamento do atuador no controle ativo é um fator fundamental. Vale observar que o desempenho deste controle feedback está restrito a alguns pontos e na prática, nem sempre é possível a instalação do atuador nestes pontos, sendo essa uma limitação importante deste tipo de controle. Destaca-se que além da escolha do melhor posicionamento do atuador e do ganho derivativo do controlador PID, há muitos outros fatores interferentes para se estudar quando se deseja obter um alto desempenho no controle de vibrações. Uma saída para resolver esta limitação é tentar obter melhores desempenhos do atuador magnético fixando-se suas localizações e variando-se o local do sensor de erro ao aplicar a técnica de controle *feedforward* juntamente com a de *feedback,* inerente ao circuito eletrônico dos MMAs. Esta estratégia de controle é apresentada nos próximos capítulos deste trabalho com os rotores Modelo 2 e Modelo 3.

CAPÍTULO 8

APLICAÇÃO DO CONTROLE ATIVO TIPO FEEDFORWARD ASSOCIADO COM O TIPO FEEDBACK

8.1 – INTRODUÇÃO

Este capitulo é dedicado ao estudo teórico do efeito da localização e do número de sensores de erro em sistemas de controle em rotores que utilizam a técnica de controle *feedforward* associada com a técnica *feedback* aplicada em mancais magnéticos ativos. Como já mencionado no decorrer desta pesquisa, os resultados apresentados aqui fazem uso da estratégia de controle *feedforward* com o uso do algoritmo *LMS* *x*-filtrado, que é uma modelagem de controle *feedforward* adaptativo no domínio do tempo e largamente utilizada em controle acústico e controle de vibrações. O *LMS* (*Least Mean Square*) *x*-filtrado é uma solução numérica pela media dos mínimos quadrados na qual o sinal de referência, tipicamente denotado por "*x*", é filtrado antes da operação de *LMS* ser executada.

Uma considerável quantidade de publicações referentes a controle ativo em rotores pode ser encontrada atualmente (CHEN *et. al*, 2009, SHI *et. al*, 2004, KASARDA *et al* 2004), entretanto poucas discutem a quantidade e localização ótima dos sensores de erro e como estas posições interferem no desempenho dos controladores utilizados, sobretudo para atenuar perturbações sub-síncronas e síncronas. Fuller et al. (1996) apresentam estratégias de controle *feedback* e *feedforward* para o controle de vibração em eixos. Entretanto não discutem

especificamente a localização de sensores e atuadores. Neste contexto, Nelson e Elliott (1992) apresentam uma discussão geral quanto a localização de atuadores para controle acústico. Eles mostram que obtiveram sucesso neste tipo de controle quando o atuador é localizado próximo à fonte de excitação. Mostraram também que um arranjo discretizado de sensores pode ser usado para estimar a energia de vibração total (energia sonora, neste caso) em um sistema com um grande número de sensores, obtendo uma melhor estimativa. Uma das discussões mais completas de controle ativo em rotores pode ser encontrada em uma das publicações de Brennan et al. (1995), na qual os autores comparam diferentes tipos de controle de ondas e estratégias de minimização de energia vibracional para o controle de vibração em eixos finitos e infinitos. Foi mostrado que em eixos finitos o controle global (ou seja, a redução obtida ao longo de todo o eixo) é relativamente fácil de se obter em condições de ressonância (ou freqüências críticas), mas difícil quando o sistema está fora das condições de ressonâncias. Este fato é de considerável relevância para o controle de vibração em rotores, uma vez que normalmente os rotores operam fora das condições de ressonância. A pesquisa citada também mostra que o controle ativo, utilizando um atuador que fornece forças secundárias de controle, resultou em uma redução de vibração local para posições antes da localização deste atuador ao longo do eixo, entretanto, o controle não foi muito efetivo para redução de vibração local em posições após a localização deste atuador (geralmente as vibrações se tornavam maiores). Post e Silcox (1990) mostraram que o sistema de controle pode produzir uma redução de vibração sobre uma determinada seção ao longo do eixo, mas pode acarretar aumentos significantes em vibrações em posições distantes da localização do sensor de erro. Este fato tem implicações quanto à localização dos sensores de erro. Kasarda et al. (2004) verificaram a atenuação de vibrações síncronas e sub-síncronas em um sistema experimental com dois mancais magnéticos que operavam com sistema de controle *feedback*. Nesta pesquisa, os autores investigaram casos em que um MMA funcionava como excitador enquanto o outro funcionava como amortecedor e vice-versa, entretanto não foi utilizado o sistema de controle *feedforward* com a localização e quantidade ótima dos sensores de erros, conforme o objetivo desta pesquisa.

Neste capitulo serão apresentados e discutidos os resultados obtidos ao se aplicar, nos rotores Modelo 2 e Modelo 3 (apresentados no capítulo 6), o controle *feedforward* sobreposto ao controle *feedback* (inerente aos mancais magnéticos), fazendo uso das teorias de modelagem de rotores, de mancais magnéticos e de controle ativo já apresentadas anteriormente.

8.2 – ANÁLISE DA REDUÇÃO DE VIBRAÇÃO NO ROTOR MODELO 2 DEVIDO ÀS PERTURBAÇÕES SÍNCRONAS E SUB-SÍNCRONAS

8.2.1 – CARACTERIZAÇÃO DO MODELO 2

Conforme exposto no capítulo 6, o rotor Modelo 2 tem dimensões geométricas análogas ao rotor Modelo 1. A única diferença entre ambos é que o rotor Modelo 2 é apoiado por mancais magnéticos ativos no lugar de mancais convencionais, os quais irão operar como elementos de apoio do rotor e atuadores do sistema de controle. Essa semelhança dimensional foi tomada intencionalmente para permitir a exata comparação entre os desempenhos dos sistemas de controle utilizados em cada um dos modelos. Dessa forma, continua-se a caracterização do Modelo 2 apresentando o comportamento vibratório e as solicitações de força e corrente de controle nos MMAs quando o controle *feedforward* está desligado (*Ff control off*) e somente o controle *feedback* está ativo. Essa caracterização é apresentada na Figura 8.1, que traz o comportamento das vibrações locais do rotor, e na Figura 8.2, que apresenta o comportamento da força de controle em função da freqüência de excitação. Além disso, a Tabela 8.1 traz os valores da corrente de controle (i_p) e as forças de controle requeridas nos MMAs, além do deslocamento sofrido pelo eixo do rotor nos pontos onde se encontram os MMAs (apontado na Tabela 8.1 como "deslocamento no MMA"), sendo todos estes valores apresentados quando o sistema passa pelas freqüências sub-síncrona e síncrona sob a condição de controle *feedback.* É importante que a magnitude destes parâmetros sejam monitoradas para verificar se não ultrapassam os níveis de saturação. As maneiras de como esses valores foram obtidos podem ser encontradas no capítulo 7 (secção 7.2).

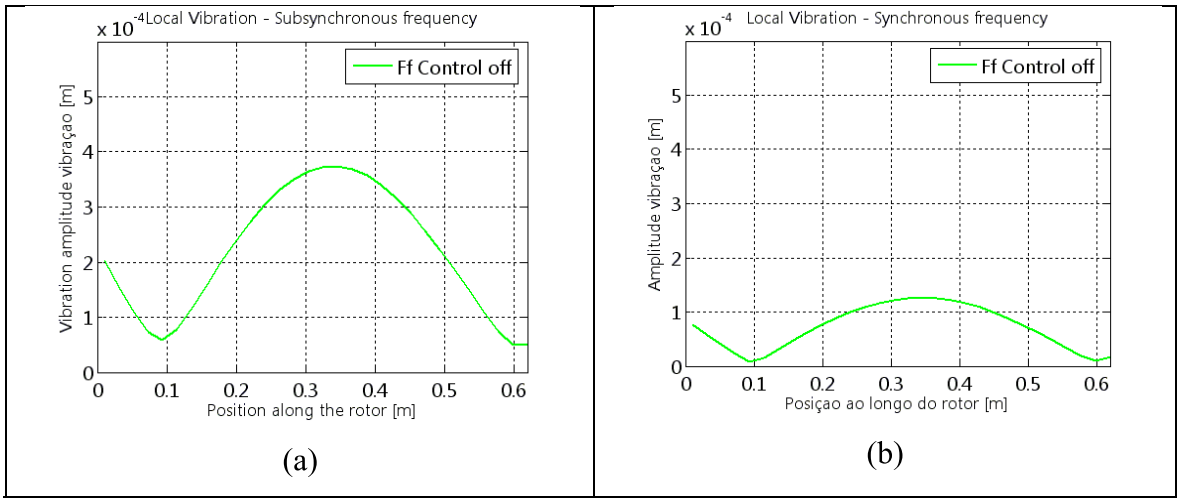


Figura 8.1 – Vibração local ao longo do rotor (Modelo 2) para a freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona com o controle *feedforward* desligado.

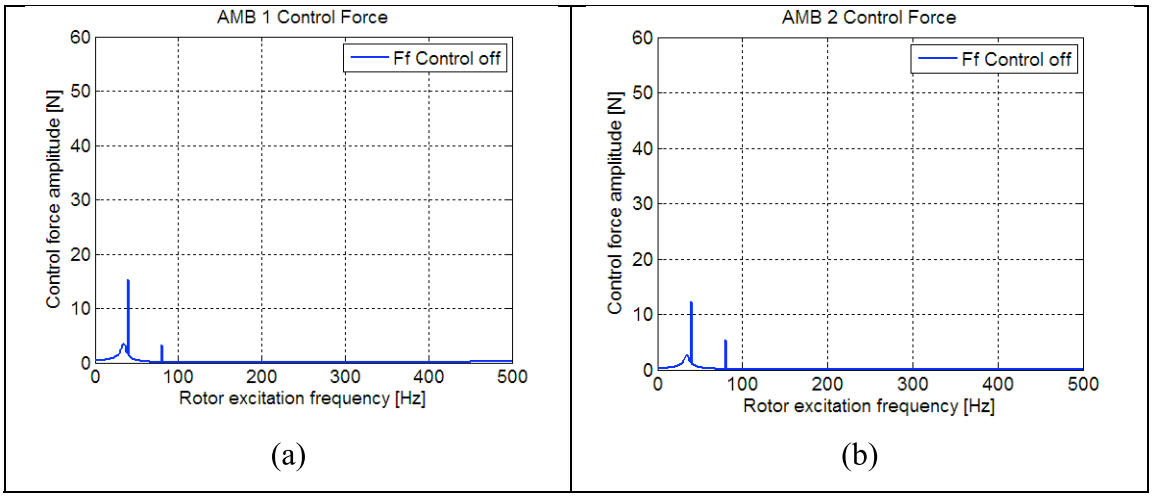


Figura 8.2(a) – Força de controle no (a) MMA 1 e no (b) MMA 2 do rotor Modelo 2 com o controle *feedforward* desligado

Pode-se observar que o MMA 1 apresenta uma força de controle na freqüência sub-síncrona levemente maior que o MMA 2, e este último apresenta uma força de controle na freqüência síncrona levemente maior que a do MMA 1. Estas magnitudes podem ser observadas na Tabela 8.1

Tabela 8.1– Solicitações nos MMAs do rotor Modelo 2 – Controle *Feedforward* desligado

	Freqüência	Corrente de controle (A)	Força de controle (N)	Deslocamento no MMA (m)
MMA 1	Sub-síncrona	0,544	15,358	5,952E-05
	Síncrona	0,100	3,273	6,475E-06
MMA 2	Sub-síncrona	0,434	12,258	4,750E-05
	Síncrona	0,163	5,353	1,059E-05

Assim, ressalta-se que sob a condição de apenas o controle *feedback* atuando, os parâmetros monitorados nos MMAs não superaram os limites especificados em projeto, permitindo que o controle *feedforward* seja aplicado.

8.2.2 – ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS ATUADORES NO MODELO 2

A análise do desempenho dos atuadores é importante para se conhecer qual dos mancais magnéticos, quando utilizados como atuadores para o controle ativo de vibrações, apresenta o melhor desempenho no sistema de controle. Uma vez que os modelos de rotores a serem utilizados nas simulações não são simétricos, como na maioria dos casos na prática, pode haver condições em que um atuador apresente melhor desempenho do que o outro para atenuação das vibrações devido à sua localização. Para analisar o desempenho dos atuadores utilizou-se um sistema de controle operando com um "arranjo perfeito de sensores", não realizável na prática, que é capaz de monitorar simultaneamente todos os pontos nodais ao longo do eixo. Neste caso em particular, seria como usar um de sensor de erro posicionado em cada ponto nodal igualmente espaçados ao longo do comprimento do rotor. Assim, a análise é feita para se verificar o desempenho dos atuadores independente da influência do posicionamento dos sensores de erro. Os resultados obtidos para o Modelo 2 com as freqüências sub-síncronas e síncronas em 40 Hz e 80 Hz, respectivamente são mostrados na Figura 8.3 com as magnitudes plotadas em decibel para uma melhor visualização e comparação dos resultados nas condições de sistema sem controle *feedforward* e sistema com controle, estando os atuadores MMA 1 e MMA 2 operando não-simultaneamente e

simultaneamente.

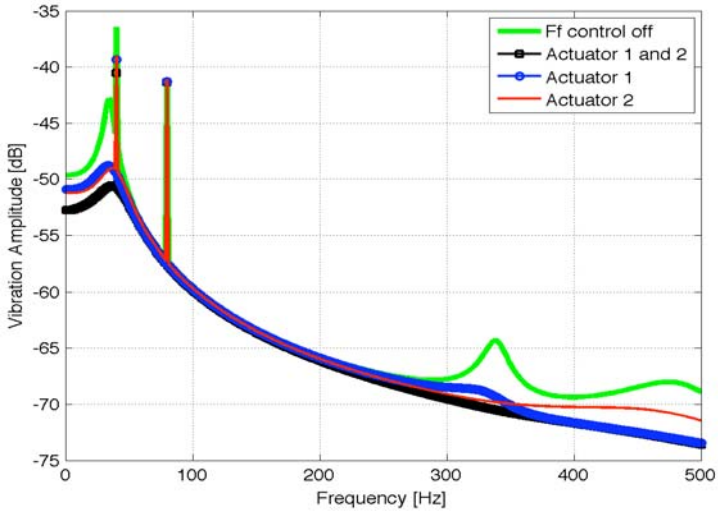


Figura 8.3 – Atenuações de vibração obtidas com o posicionamento hipotético de sensores de erro ao longo do eixo do rotor Modelo 2, para as freqüências sub-síncronas e síncronas em 40 Hz e 80 Hz, respectivamente.

Tabela 8.2 – Reduções de vibrações para as diferentes situações de atuadores para perturbações em 40 Hz e 80 Hz no rotor Modelo 2.

Atuador	Redução RMS sub-síncrona (%)	Redução RMS síncrona (%)
MMA 1 e MMA 2	60,87	4,66
MMA1	48,82	4,13
MMA2	44,58	0,50

Analisando-se a figura e a tabela anteriores podem-se elaborar as seguintes conclusões:

- Quando os atuadores MMA 1 e MMA 2 agem simultaneamente neste sistema há uma considerável redução da vibração sub-síncrona (60,87%) e uma grande atenuação das vibrações nas freqüências críticas.
- Quando apenas o MMA 1 age como atuador no sistema pode-se dizer que é, relativamente, uma condição de desempenho de controle intermediário, como pode ser observado pela Tabela 8.2 e pela Figura 8.3. Neste caso ainda sobra um resquício de vibrações relativas à freqüência crítica próxima a 340 Hz.

- Na situação em que apenas o MMA 2 age como atuador pode-se dizer que são obtidos resultados com menores desempenho do controle de vibrações deste sistema. Entretanto, a diferença entre o desempenho do sistema de controle com esse atuador e com o outro não é tão significativa, como se poderia esperar. Nas três condições analisadas, o desempenho do sistema de controle para atenuar a vibração síncrona é muito baixo.

Assim, para as freqüências de perturbação em 40 Hz e 80 Hz é mais interessante utilizar o MMA1 e o MMA 2 como atuadores simultâneos. Supondo agora que o rotor tenha uma rotação de 12000 rpm, induzindo, assim, uma vibração sub-síncrona e síncrona de 100 Hz e 200 Hz, respectivamente, ambas distantes das freqüências críticas, se obtém os resultados indicados na Figura 8.4 e Tabela 8.3

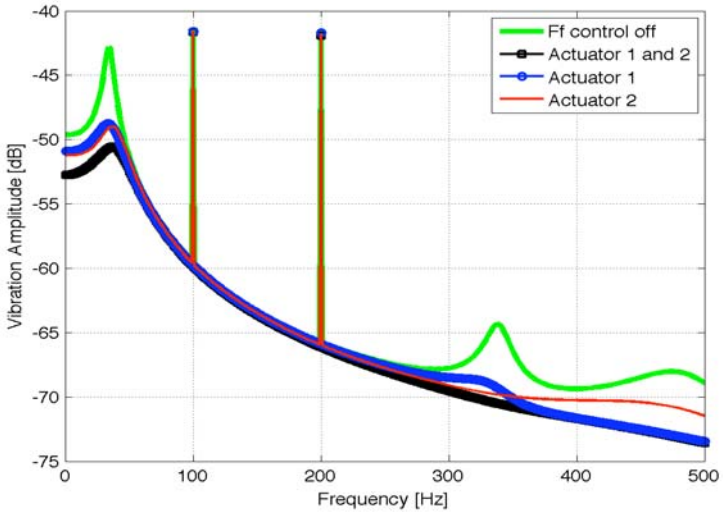


Figura 8.4 – Resultados das atenuações de vibração obtidas com o posicionamento hipotético de sensores de erro ao longo do eixo do rotor Modelo 2 para as freqüências sub-síncronas e síncronas em 100 Hz e 200 Hz, respectivamente.

Tabela 8.3 – Reduções de vibrações para as diferentes situações de atuadores para perturbações em 100 Hz e 200 Hz no rotor Modelo 2.

Atuador	Redução RMS sub-síncrona (%)	Redução RMS síncrona (%)
MMA 1 e MMA 2	4,35	8,60
MMA1	2,98	3,41
MMA2	1,38	5,34

Neste caso, os resultados mostram um desempenho muito baixo para reduzir, tanto a vibração sub-síncrona quanto a síncrona, nas três situações analisadas. Isso normalmente ocorre quando as freqüências de excitação estão bem distantes de uma das freqüências críticas, conforme já havia sido observado por Brennan et al. (1995).

A fim de investigar com maior profundidade o comportamento do sistema de controle para a freqüência de perturbação síncrona próxima à segunda freqüência crítica, supõe-se agora o rotor operando a 21000 rpm (como no caso de turbomáquinas), que irá induzir freqüências de excitação determinísticas de 175 Hz e 350 Hz. Para esse caso os resultados são apresentados na Figura 8.5 e Tabela 8.4.

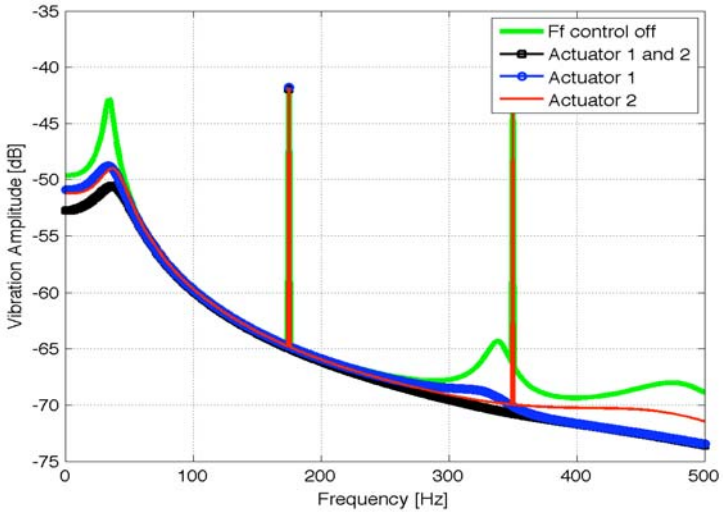


Figura 8.5 – Atenuações de vibração obtidas com o posicionamento hipotético de sensores de erro ao longo do eixo do rotor Modelo 2 para as freqüências sub-síncronas e síncronas em 175 Hz e 350 Hz, respectivamente.

Tabela 8.4 – Reduções de vibrações para as diferentes situações de atuadores para perturbações em 175 Hz e 350 Hz no rotor Modelo 2.

Atuador	Redução RMS sub-síncrona (%)	Redução RMS síncrona (%)
MMA 1 e MMA 2	6,85	63,38
MMA1	2,87	57,07
MMA2	4,05	55,78

A análise dos resultados deste caso indica que, diferentemente dos resultados apresentados na Figura 8.3 e Tabela 8.2, agora o sistema de controle foi bastante eficiente para atenuar a vibração síncrona e pouco eficiente para atenuar a vibração sub-síncrona.

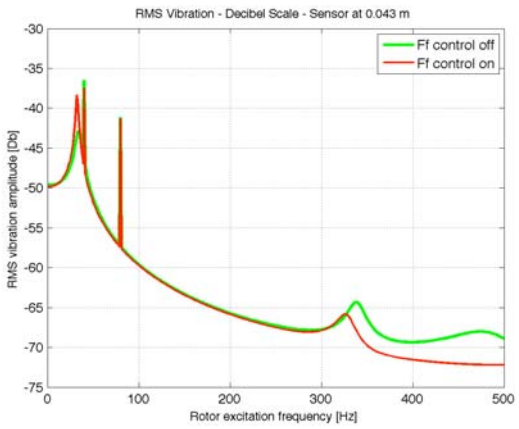
Dessa forma, confirma-se que devido à freqüência síncrona estar localizada na região da velocidade crítica, a atenuação de sua amplitude foi maior que a da freqüência sub-síncrona, demonstrando que o controle de freqüências determinísticas fora da faixa de ressonância não é facilmente realizável. Uma vez que estes resultados foram obtidos a partir de uma alocação hipotética de sensores, investigar-se-á a atenuação de vibrações a partir de casos que podem ser realizados na prática utilizando-se um, dois e três sensores de erro ao longo do eixo do rotor. Entretanto, conforme exposto na teoria de controle *feedforward* de multi-canal (seção 5.4.4), um sistema de controle ativo de canal único é, em princípio, capaz de controlar a vibração em uma direção, em um único ponto em uma estrutura, entretanto, para o controle em mais de um ponto e direção, se faz necessário o uso de atuadores de controle múltiplos para a execução do controle ativo das vibrações medidas por sensores (de erro) múltiplos. Sendo assim, a partir dos resultados apresentados anteriormente, para investigar o desempenho do sistema de controle quando utiliza-se apenas um sensor de erro, será selecionado o MMA 1 como atuador. Para os casos de dois e três sensores serão usados os MMA 1 e MMA 2 como atuadores agindo simultaneamente, ressaltando que em todos esses casos o controle *feedback* estará associado com o controle *feedforward*, conforme mostrado da Figura 2.3.

8.2.3 – ANÁLISE DE DESEMPENHO DO SISTEMA DE CONTROLE COM UM SENSOR DE ERRO ACOPLADO AO ROTOR MODELO 2 E MMA 1 COMO ATUADOR

Acoplando-se apenas um sensor de erro ao rotor Modelo 2 e escolhendo-se o MMA 1 como atuador, obtém-se os resultados apresentados na Figura 8.6, que são referentes às maiores atenuações que foram possíveis de se obter na freqüência sub-síncrona ou síncrona. A partir de uma rotina computacional desenvolvida, a melhor localização para o sensor foi obtida alocando-o em cada nó de discretização do rotor e então selecionada aquela que apresentava o maior desempenho para a redução de vibrações RMS. Além de recomendar a alocação do sensor e apresentar o comportamento vibratório do sistema, a rotina também é dotada de avisos de saturações dos parâmetros dos MMAs limitados em projeto, ou seja, saturações da força e corrente elétrica de controle e verifica se a amplitude do deslocamento do rotor ultrapassa o valor do *gap* entre rotor e estator.

Os resultados apresentados na Figura 8.6 apresenta um controle realizável, pois o sistema não acusou avisos de saturações nos MMAs. Em um passo seguinte, procede-se à análise do desempenho dessa estratégia de controle ativo tomando as excitações síncrona e sub-síncrona em freqüências mais elevadas. Assim, analisou-se o comportamento do Modelo 2 supondo o rotor operando a 12000 rpm. Os resultados obtidos após realizada a busca pelas posições dos sensores recomendadas pela rotina computacional que apontou a máximas reduções RMS são apresentados na Figura 8.7. Nesta condição o controle apresentou um baixíssimo desempenho, inferior ao caso anterior, porém o sistema de controle também não apresentou saturações nos MMAs, tornando o caso possível de ser realizado.

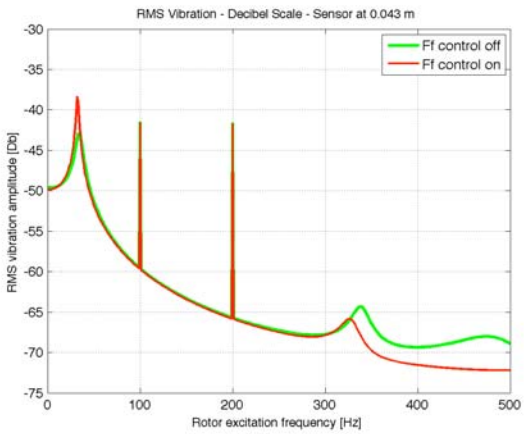
Para uma análise mais apurada do comportamento das freqüências determinísticas próximas às freqüências críticas superiores, supôs um terceiro caso do rotor operando a 21000 rpm e realizou-se a busca pelas máximas reduções RMS obtidas nas freqüências sub-síncrona e síncrona. Os resultados são apresentados na Figura 8.8



Redução RMS (%)	
Sub-síncrona	**Síncrona**
20,56	4,13
Local do sensor (m)	
0,043	

Avisos para o MMA 1
(Não houve avisos)
Avisos para o MMA 2
(Não houve avisos)

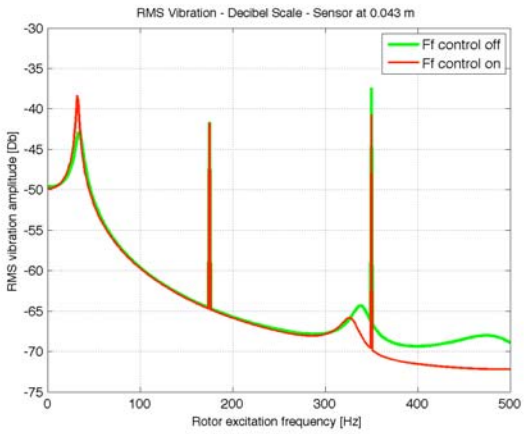
Figura 8.6 - Resultados do rotor Modelo 2 para um sensor de erro e freqüências sub-síncrona e síncrona em 40 Hz e 80 Hz, respectivamente.



Redução RMS (%)	
Sub-síncrona	**Síncrona**
2,89	3,39
Local do sensor (m)	
0,043	

Avisos para o MMA 1
(Não houve avisos)
Avisos para o MMA 2
(Não houve avisos)

Figura 8.7 - Resultados do rotor Modelo 2 para um sensor de erro e freqüências sub-síncrona e síncrona em 100 Hz e 200 Hz, respectivamente.



Redução RMS (%)	
Sub-síncrona	**Síncrona**
2,79	53,69
Local do sensor (m)	
0,043	

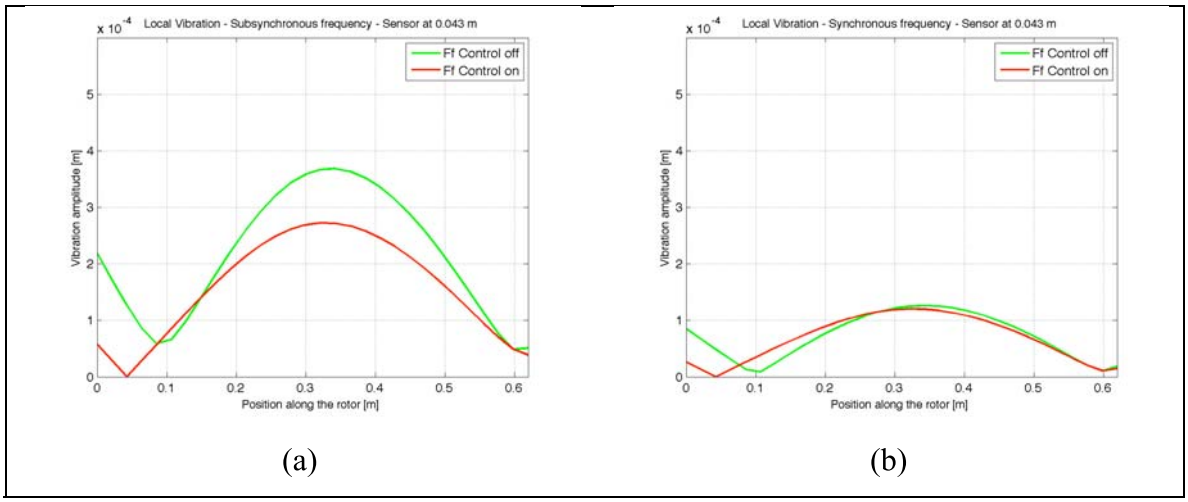
Avisos para o MMA 1
- Superou a forca de saturação na freqüência síncrona: 161,011 N
-Superou a corrente de saturação na freqüência síncrona: 4,612 A
Avisos para o MMA 2
(Não houve avisos)

Figura 8.8 - Resultados do rotor Modelo 2 para um sensor de erro e freqüências sub-síncrona e síncrona em 175 Hz e 350 Hz, respectivamente.

Para casos como o apresentado na Figura 8.8 , no qual as posições recomendadas para os sensores causam saturações nos MMAs, a rotina computacional também realiza uma busca por uma posição de sensores que torne o controle realizável sem saturações em ambos os MMAs. Ou seja, essa nova busca não se baseia nas máximas atenuações RMS obtidas absolutamente (conforme nos casos expostos anteriormente), mas sim nas máximas atenuações RMS obtidas desde que não ocorra a saturação dos parâmetros monitorados em cada MMA. Essa busca é realizada separadamente para o controle apenas na freqüência sub-síncrona e apenas na freqüência síncrona, apontando em qual das freqüências o controle pode ser realizável.

Pela Figura 8.8 pode-se observar que os avisos se referem à freqüência síncrona, freqüência na qual o sistema de controle apresentou um melhor desempenho. Entretanto, a partir dos avisos apresentados já torna possível concluir que o controle pode ser realizado sem saturações na freqüência sub-síncrona. Dessa forma, se o rotor for excitado unicamente pela freqüência sub-síncrona e com o sensor ainda localizado em 0,043 m, produzindo uma redução de vibrações RMS de 2,79% desta freqüência, as amplitudes de força e corrente de controle no MMA 1 são de 35,481 N e 1,028 A e no MMA 2 são de 5,272 N e 0,153 A, respectivamente.

Vale observar que além do fato da quantidade de desbalanceamento presente neste sistema rotativo ser alta para as limitações dos atuadores empregados, um dos motivos da saturação dos MMAs também se deve à resposta das vibrações locais do rotor ao acoplar-se apenas um sensor. Nos três casos avaliados, as reduções das vibrações locais das posições dos sensores foram de 100%, e isso se deve à arquitetura de controle ótimo que utilizou um sensor e um atuador, favorecendo o aumento das amplitudes de vibração em outros pontos do rotor. Assim, a Figura 8.9 mostra o comportamento das vibrações locais do rotor para o caso das freqüências de perturbações em 40 Hz e 80 Hz com o sensor posicionado em 0,043 m.



(a) (b)

Figura 8.9 - Vibração local ao longo do rotor do Modelo 2 com um sensor na freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona

A Tabela 8.5 apresenta os valores requeridos de corrente elétrica e força de controle, assim como o deslocamento do eixo nos pontos onde se localizam os MMAs para o caso exposto na Figura 8.6, o qual não apresentou saturações nos MMAs.

Tabela 8.5 – Solicitações nos MMAs do rotor Modelo 2 - Controle *Feedforward* ligado com um sensor e MMA 1 como atuador.

	Freqüência	Corrente de controle (A)	Força de controle (N)	Deslocamento no MMA (m)
MMA 1	**Sub-síncrona**	0,760	21,467	8,319E-05
	Síncrona	0,536	17,599	3,482E-05
MMA 2	**Sub-síncrona**	0,296	8,362	3,241E-05
	Síncrona	0,119	3,914	7,743E-05

Para se realizar a busca do melhor posicionamento do sensor, o código computacional realiza a combinação do número de sensores que se deseja alocar pelo número de nós possíveis de alocação. Assim, neste caso, obteve-se como resultado 30 combinações possíveis, devido aos 30 nós de discretização do rotor. A resposta do sistema para todas estas 30 combinações de posicionamento do sensor pode ser observada nas Figuras 8.10 e 8.11, que apresentam superfícies geradas pela rotina computacional a partir das vibrações locais do rotor sob a condição de controle nas freqüências sub-síncrona e síncrona. Convém informar

que o caso exposto na Figura 8.6 está apresentado na combinação nº 8 e que a escala cromática das Figuras 8.10 e 8.11 está normalizada com o valor do *gap* (g_0 igual a 3,81 x 10^{-4} m) dos MMAs.

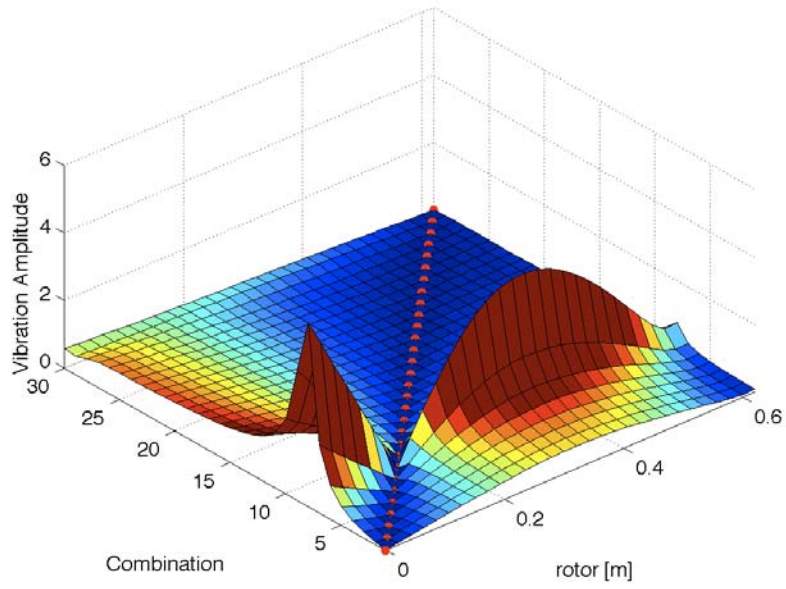


Figura 8.10(a) – Superfície das vibrações locais do rotor Modelo 2 para cada caso de alocação do sensor de erro na freqüência sub-síncrona (40Hz).

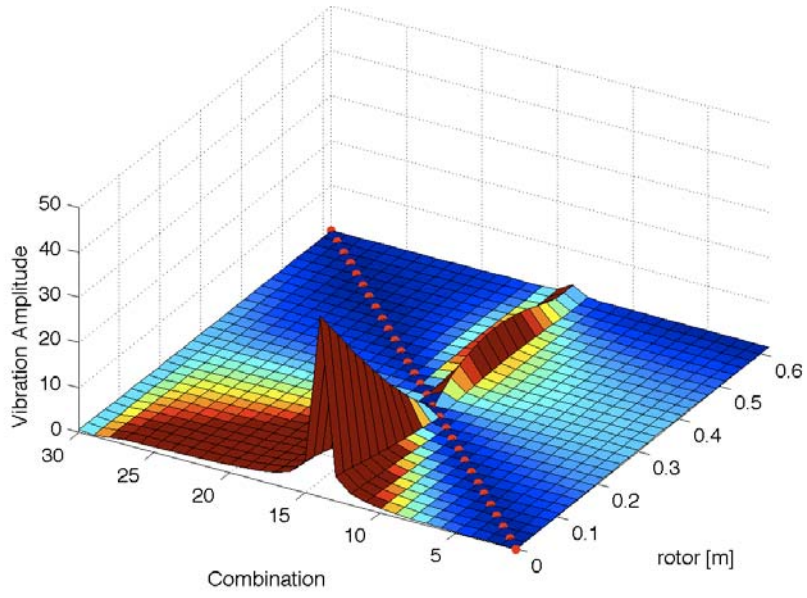


Figura 8.10(b) – Superfície das vibrações locais do rotor Modelo 2 para cada caso de alocação do sensor de erro na freqüência síncrona (80Hz).

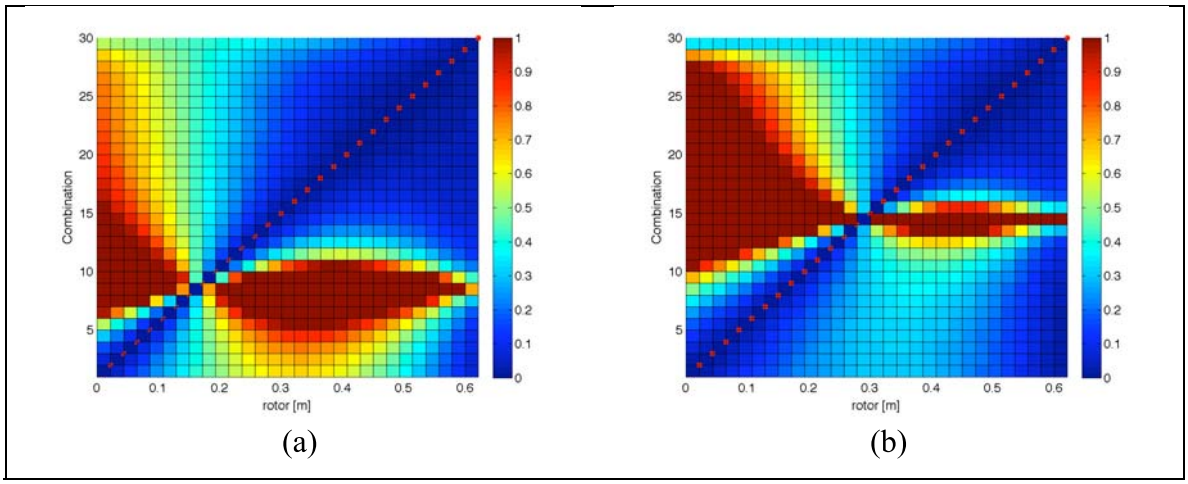


Figura 8.11 – Vista superior da superfície das vibrações locais do rotor Modelo 2 para cada caso de alocação do sensor de erro na freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona.

Dessa forma, conclui-se que este sistema de controle quando usado com apenas um sensor de erro pode ser útil na redução de vibrações locais nas posições do sensores, entretanto, um cuidado especial deve ser tomado para quanto à resposta do sistema nas outras posições. Neste caso, observa-se que uma posição ótima do sensor foi comum para os três casos dos diferentes valores das freqüências sub-síncronas e síncronas e essa posição indicada para o sensor encontra-se próxima do atuador (MMA 1). Também para este caso, constata-se que não houve atenuação das vibrações locais nas proximidades do MMA 2. A partir das Figuras 8.10 e 8.11, observa-se que todas as posições dos sensores obtiveram 100% de redução local e quando este é localizado próximo do disco desbalanceado acarreta as maiores amplitudes de vibração ao longo de todo o eixo, chegando a superar os valores dos *gaps* nos MMAs. Assim, com as superfícies apresentadas nas Figuras 8.10 e 8.11 torna-se possível realizar conclusões das posições mais indicadas e menos indicadas para o sensor ser alocado no rotor na prática, e isso é importante uma vez que a fixação do sensor também pode não ser fisicamente possível no local indicado pela busca da posição ótima,

Por fim, para o sensor posicionado em 0,043 m, investigou-se o comportamento da corrente de controle e da redução de vibração RMS em função das perturbações síncronas na faixa de freqüência de 1-1200Hz, afim de investigar-se o desempenho desta estratégia de controle para a atenuação de freqüências determinísticas em uma faixa mais ampla de freqüência. Os resultados obtidos são apresentados nas curvas da Figura 8.12.

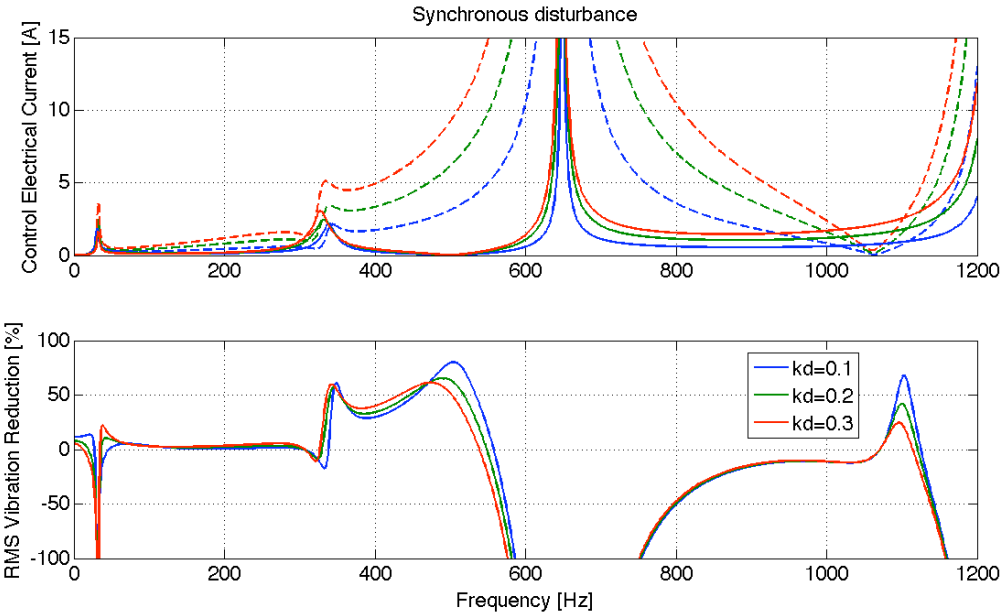
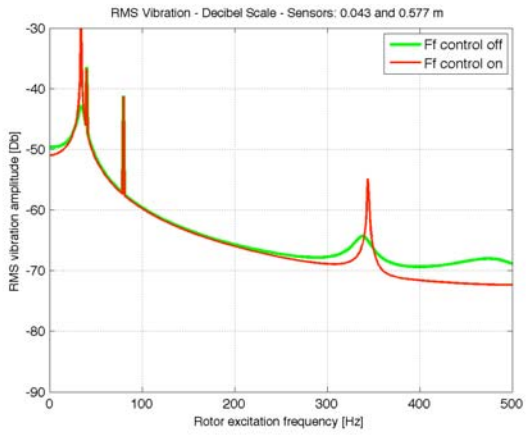


Figura 8.12 – Comportamento da corrente elétrica no MMA1(---) e no MMA2 (___) e da redução da vibração RMS do rotor ao se controlar perturbações síncronas para o caso de um sensor acoplado ao longo do rotor Modelo 2.

As faixas nas quais se observam maiores reduções para K_D igual a 0,1 (desconsiderando saturações dos MMAs) na Figura 8.12 evidencia regiões onde o controle se torna mais fácil devido ao próprio comportamento do sistema, uma vez que as velocidades críticas são deslocadas no domínio da freqüência devido aos valores de rigidez e amortecimento equivalentes fornecidos pelos MMAs quando operam com diferentes valores de ganhos derivativos. Dessa maneira, observa-se que os picos de máximas atenuações provenientes das curvas de K_D igual a 0,1, 0,2 ou 0,3 não estão exatamente na mesma freqüência, ou seja, se for considerada uma pequena faixa de freqüências próximas às freqüências críticas, pode-se afirmar que as maiores atenuações não ocorrem necessariamente com as maiores amplitudes de corrente elétrica. De maneira geral, fora das faixas de freqüência crítica os MMAs fornecem valores de reduções muito próximos e de baixíssimo desempenho do sistema de controle. Entretanto, pode-se observar uma faixa de bom desempenho nas proximidades das freqüências entre 340 Hz e 510 Hz, enquanto que o MMA 1 é solicitado de valores ascendentes de corrente elétrica e o MMA 2 com baixos valores de corrente elétrica.

8.2.4 – ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS SISTEMA DE CONTROLE COM DOIS SENSORES DE ERRO ACOPLADOS AO ROTOR MODELO 2 E MMA 1 E MMA 2 COMO ATUADORES

Nesta seção será analisada uma outra estratégia de controle no Modelo 2, a qual opera com dois atuadores e dois sensores de erro. A alocação dos sensores foi realizada por uma rotina computacional baseada nos resultados dos melhores desempenhos proporcionados por cada arranjo possível com dois sensores nos 30 nós de discretização do rotor, resultando em um total de 435 possíveis combinações de posicionamento dos sensores. Ressalta-se que para este caso o MMA 1 e o MMA 2 assumem o papel de atuadores simultaneamente, uma vez que dois sensores acoplados ao sistema já torna possível o uso dos múltiplos atuadores indicados quando realizou-se a análise do desempenho dos atuadores pela alocação "perfeita" de sensores (seção 8.2.2). Os resultados da busca das posições dos sensores baseada nas máximas reduções de vibração RMS nas freqüências sub-síncronas e síncronas de 40 Hz e 80 Hz são mostrados na Figura 8.13 a seguir.

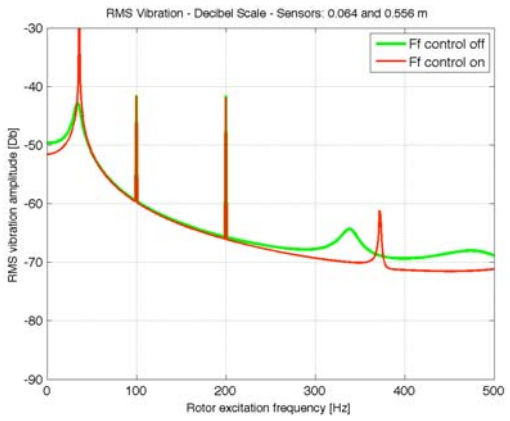


Redução RMS (%)	
Sub-síncrona	**Síncrona**
6,15	4,67
Local dos sensores (m)	
0,043 e 0,577	

Avisos para o MMA 1
(Não houve avisos)
Avisos para o MMA 2
(Não houve avisos)

Figura 8.13 - Resultados do rotor Modelo 2 para dois sensores de erro e freqüências sub-síncrona e síncrona em 40 Hz e 80 Hz, respectivamente.

Apesar do sistema de controle não acusar avisos de saturações em ambos os MMAs, observa-se um baixo desempenho nas atenuações de vibrações RMS nas freqüências determinísticas em análise. Assim, seguindo a mesma metodologia anterior, o rotor foi suposto operar a 12000 rpm e os resultados estão apresentados na Figura 8.14.



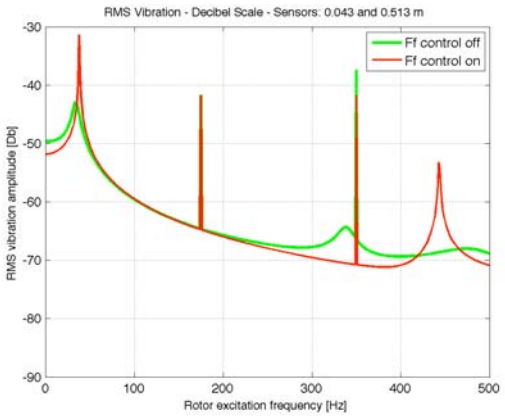
Redução RMS (%)	
Sub-síncrona	**Síncrona**
4,21	8,38
Local dos sensores (m)	
0,064 e 0,556	

Avisos para o MMA 1
(Não houve avisos)
Avisos para o MMA 2
(Não houve avisos)

Figura 8.14 - Resultados do rotor Modelo 2 para dois sensores de erro e freqüências sub-síncrona e síncrona em 100 Hz e 200 Hz, respectivamente.

Mais uma vez o controle apresentado na Figura 8.14 não gera saturações, entretanto, uma análise para freqüências de perturbações superiores se faz necessária. Os resultados apresentados na Figura 8.15 são para o caso do rotor operando a 21000 rpm e neles pode-se observar um bom desempenho nas atenuações das vibrações RMS na freqüência síncrona. Entretanto, esse controle não pode ser realizado na prática, uma vez que o sistema acusou saturações em ambos MMAs. Assim, para este caso, realizou-se uma busca pelo melhor posicionamento dos sensores para que pudessem fornecer um controle sem saturações realizado separadamente para os diferentes valores das freqüências determinísticas (350 Hz e 175 Hz). O resultados para esta busca apresenta que, para um controle realizável na freqüência sub-síncrona, os sensores fossem alocados em 0,064 m e 0,556 para se obter um redução sub-síncrona de 6,83%. Este caso exige força e corrente de controle de 26,407 N e 0,765 A no MMA 1 e de 38,542 N e 1,116 A no MMA2. Já para o controle realizável na freqüência síncrona, o sistema recomenda que os sensores fossem alocados em 0,363 m e

0,620 m para fornecer uma redução síncrona de 33,24%. Para este caso, as solicitações no MMA 1 foram de 32,991 N e 0,945 A e para o MMA 2 de 47,919 e 1,373, deixando-o com valores relativamente próximos da saturação.



Redução RMS (%)	
Sub-síncrona	**Síncrona**
3,57	63,30
Local dos sensores (m)	
0,043 e 0,513	

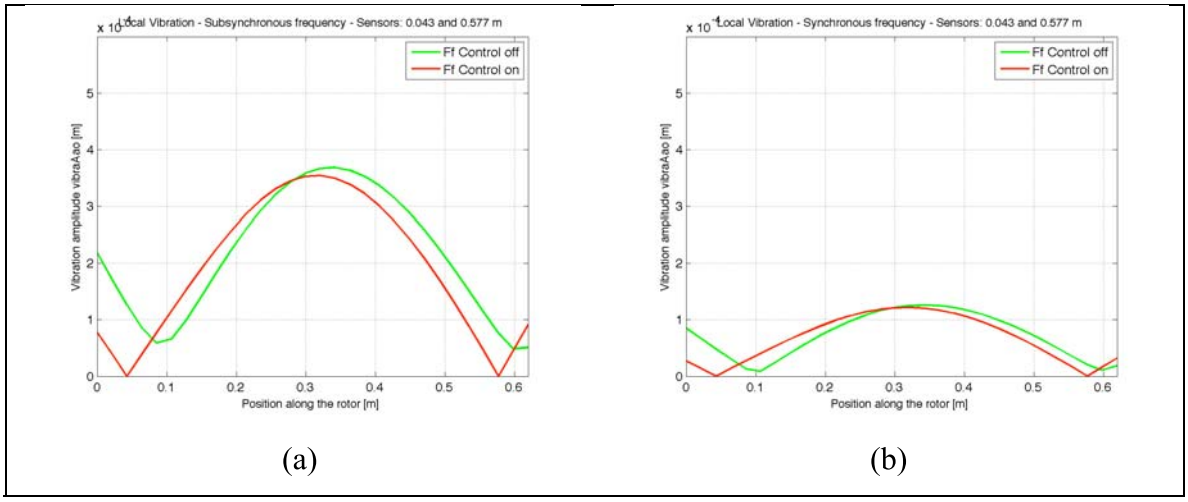
Avisos para o MMA 1
- Superou a força de saturação na freqüência síncrona: 122,238 N
- Superou a corrente de saturação na freqüência síncrona: 3,502 A
Avisos para o MMA 2
- Superou a força de saturação na freqüência sub-síncrona: 79,698 N
- Superou a força de saturação na freqüência síncrona: 63,573 N
- Superou a corrente de saturação na freqüência sub-síncrona: 2,309 A
- Superou a corrente de saturação na freqüência síncrona: 1,821 A

Figura 8.15 - Resultados do rotor Modelo 2 para dois sensores de erro e freqüências sub-síncrona e síncrona em 175 Hz e 350 Hz, respectivamente.

Vale observar que o controle do caso exposto na Figura 8.15 transladou a freqüência crítica que estava em 338 Hz para 443 Hz com amplitudes maiores. Esse fato gera bom desempenhos do sistema de controle pois tira o rotor da condição de ressonância permitindo que opere com velocidades próximas às velocidades críticas do modelo sem controle com amplitudes de vibrações bem atenuadas.

Ainda para o rotor Modelo 2 com dois sensores, plotou-se na Figura 8.16 o comportamento das vibrações locais para os sensores alocados em 0,043 m e 0,577 m (posições do resultado exposto na Figura 8.13, combinação nº 82) para as freqüências sub-síncrona e síncrona de 40 Hz e 80 Hz, respectivamente. A Tabela 8.6 apresenta os resultados obtidos nos MMAs para este caso. Vale ressaltar que para esta estratégia de controle a

redução das vibrações locais para os pontos onde se localizam ambos os sensores também foram de 100%. Dessa forma, devida atenção deve ser dada à resposta do sistema em posições mais afastadas dos sensores. Esse comportamento nas freqüências de 40 Hz 80 Hz pode ser observado na Figura 8.17, que apresenta o comportamento vibratório ao longo do rotor para cada caso de combinação dos 2 sensores nos 30 nós de discretização .



(a) (b)

Figura 8.16 - Vibração local ao longo do rotor do Modelo 2 com dois sensores na freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona.

Tabela 8.6 – Solicitações nos MMAs do rotor Modelo 2 - Controle *Feedforward* ligado com dois sensores e MMA 1 e MMA 2 como atuadores

	Freqüência	Corrente de controle (A)	Força de controle (N)	Deslocamento no MMA (m)
MMA 1	**Sub-síncrona**	0,942	26,606	1,031E-04
	Síncrona	0,554	18,182	3,597E-05
MMA 2	**Sub-síncrona**	0,444	12,542	4,861E-05
	Síncrona	0,263	8,626	1,706E-05

Vale lembrar que também neste caso a escala cromática da Figura 8.17 está normalizada com o valor do *gap* (g_0) dos MMAs e que, devido ao elevado número de combinações dos sensores, plotou-se a Figura 8.17 com interpolação de cores entre os resultados.

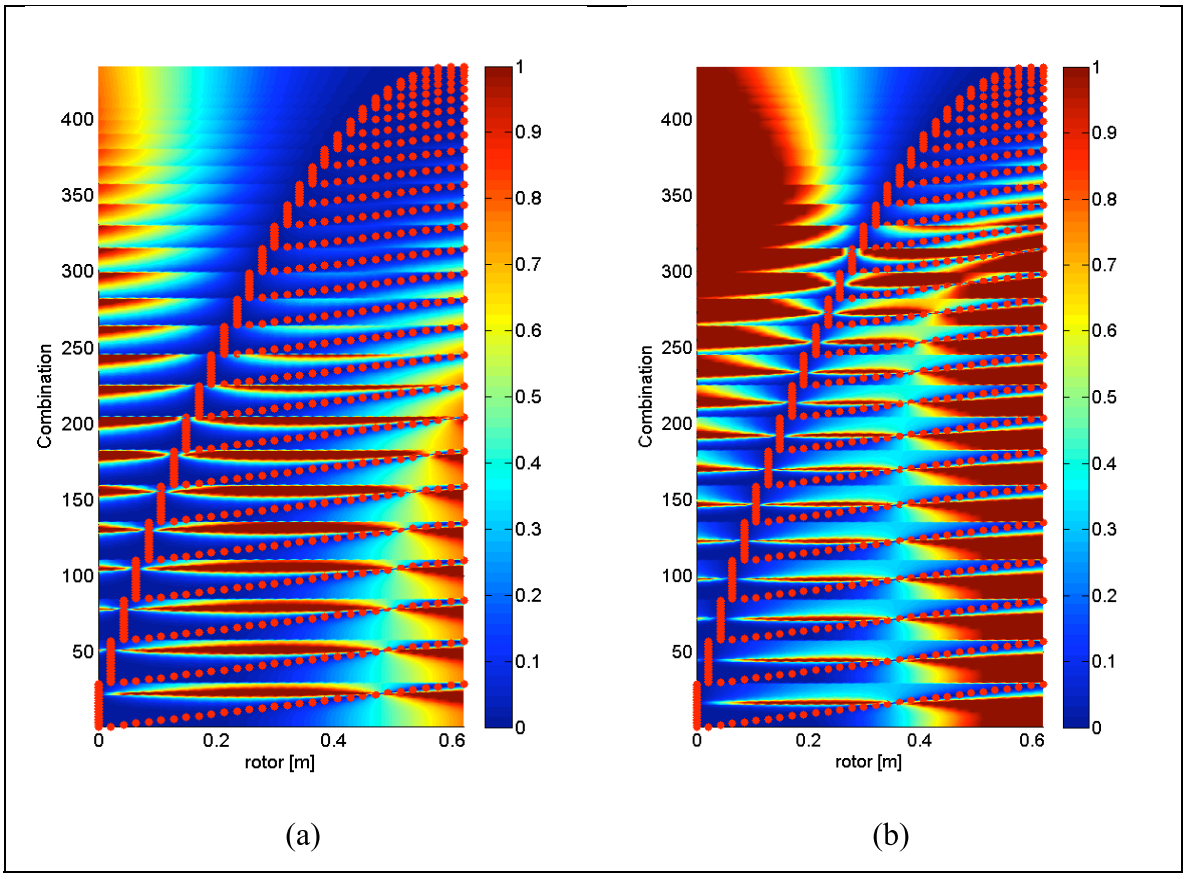


Figura 8.17 – Vista superior da superfície das vibrações locais do rotor Modelo 2 para cada caso de alocação de dois sensores de erro na freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona.

Observa-se que, quando os dois sensores estão localizados próximos entre si a vibração local nesta região do eixo é atenuada, uma vez que esta estratégia de controle também apresenta 100% de redução de vibração local para as posições dos sensores. Entretanto, as posições apontadas nas Figuras 8.13, 8.14 e 8.15 mostram que os melhores desempenhos para as reduções das vibrações RMS deste sistema foram quando os sensores estão localizados próximos dos atuadores.

Uma das vantagens da utilização deste estratégia com dois sensores e dois atuadores em relação à de um sensor e um atuador, é que a vibração em outros pontos da estrutura pode ser atenuada ao alocar-se se o segundo sensor. Além disso, se fosse usado apenas um atuador, as atenuações nos locais do segundo sensor não seriam de 100%. Entretanto, apesar dessas vantagens, o controle do Modelo 2 com dois sensores apresentou instabilidades (elevados picos de aumento de vibrações RMS e de correntes de controle tendendo ao infinito) para o controle das amplitudes nas freqüências determinísticas. Assim, investigou-se o comportamento da corrente de controle em ambos MMAs e da redução de vibrações RMS

em função das perturbações síncronas na faixa de freqüência de 1-1200 Hz com os sensores de erro alocados em 0,043 m e 0,577 m (posições ótimas apontadas no caso exposto na Figura 8.13).

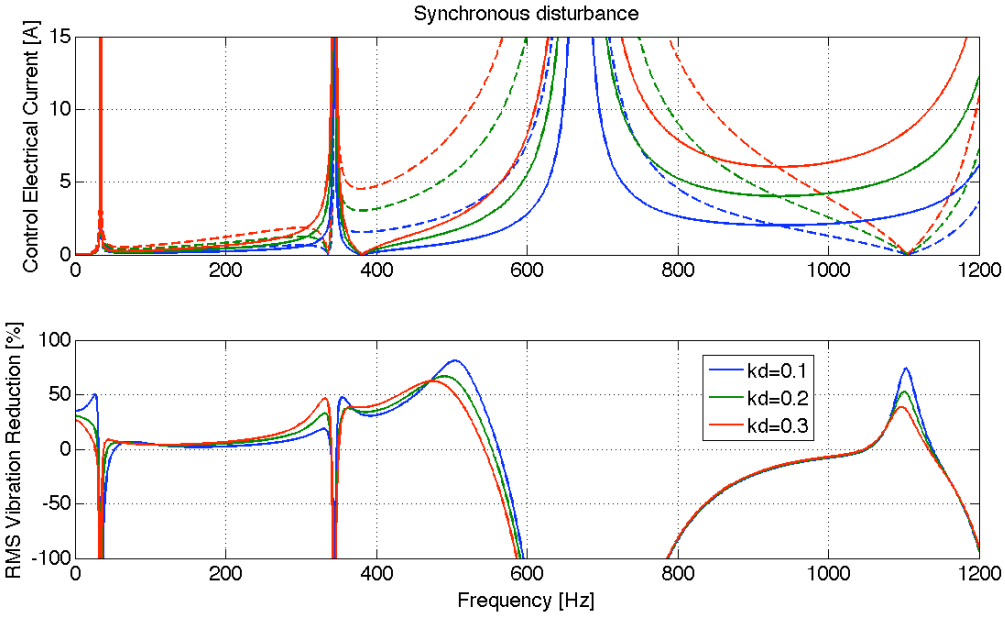


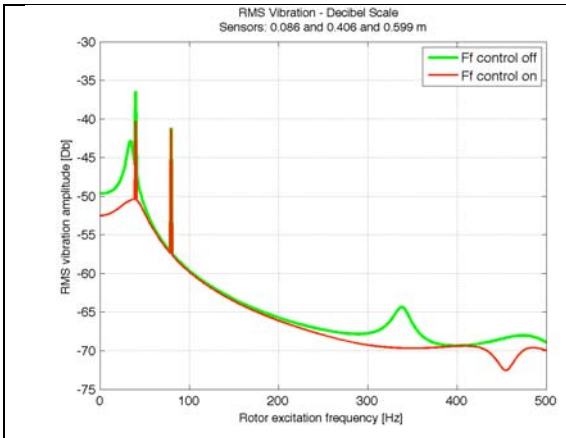
Figura 8.18 – Comportamento da corrente elétrica no MMA1 (---) e MMA2 (___) e da redução da vibração RMS do rotor ao se controlar perturbações síncronas para o caso de dois sensores acoplados ao longo do rotor Modelo 2.

Observa-se que o sistema com dois sensores apresentou baixos valores de reduções RMS, obtendo atenuações maiores que 50% apenas entre 440 Hz e 540 Hz (e entre 1090 Hz e 1115 Hz para K_D igual a 0,1). As curvas apresentadas na Figura 8.18 apresentam-se semelhantes ao caso de um sensor e um atuador, entretanto agora se observa mais uma instabilidade nas proximidades de 345 Hz. Também observa-se que agora as magnitudes da corrente elétrica de controle do MMA 2 são maiores, uma vez que neste caso o MMA 2 também faz o papel de atuador.

8.2.5 – ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS SISTEMA DE CONTROLE COM TRÊS SENSORES DE ERRO ACOPLADOS AO ROTOR MODELO 2 E MMA 1 E MMA 2 COMO ATUADORES

Um sistema de controle com três sensores já demanda um maior custo computacional e financeiro. Assim, estipulou-se três como o número máximo de sensores de erro que este sistema de controle poderá usar para se comparar o desempenho de controle obtidos com os casos de um e dois sensores. A seguir são apresentados os resultados obtidos com a mesma metodologia seguida para os casos anteriores, que realiza a busca pelas melhores posições dos sensores que forneçam as máximas reduções de vibração RMS nas freqüências sub-síncronas e síncronas. Através de uma rotina computacional, essa busca é realizada dentre as 4060 possíveis combinações de alocação dos três sensores e os resultados obtidos são apresentados a seguir.

Primeiramente, para o rotor operando a 4800 rpm, a Figura 8.19 apresenta as reduções RMS obtidas nas freqüências síncrona e sub-síncrona, assim como os avisos de saturações fornecidos pelo sistema de controle para os três locais encontrados pela busca de melhores posições para os sensores de erro.



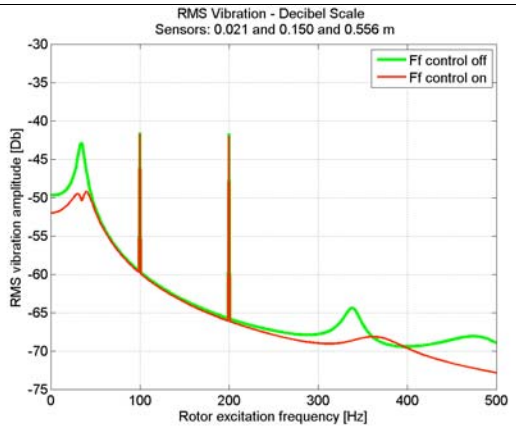
Redução RMS (%)	
Sub-síncrona	**Síncrona**
58,32	4,68
Local dos sensores (m)	
0,086; 0,406 e 0,599	

Avisos para o MMA 1
(Não houve avisos)
Avisos para o MMA 2
(Não houve avisos)

Figura 8.19 - Resultados do rotor Modelo 2 para três sensores de erro e freqüências sub-síncrona e síncrona em 40 Hz e 80 Hz, respectivamente.

O caso exposto na Figura 8.19 apresenta um bom desempenho e se sobressai quando comparado com os casos de freqüências de perturbação em 80 Hz e 40 Hz controlados com um e dois sensores apresentados anteriormente (Figuras 8.6 e 8.13, respectivamente). Ressalta-se que o controle apresentado é realizável pois não houve avisos de saturações nos atuadores.

Para se completar a análise do Modelo 2 operando a 1200 rpm, apresenta-se na Figura 8.20 os resultados para o controle das perturbações usando 3 sensores de erro e dois atuadores.

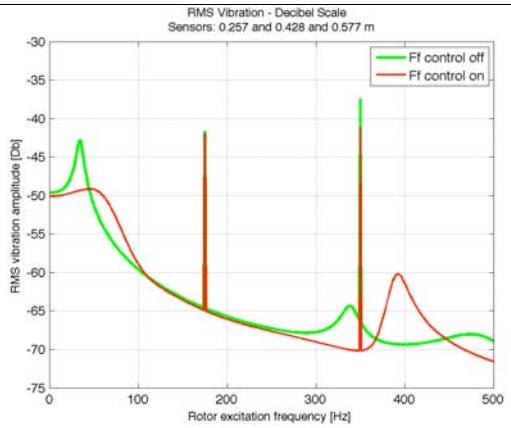


Redução RMS (%)	
Sub-síncrona	**Síncrona**
4,40	7,67
Local dos sensores (m)	
0,021; 0,150 e 0,55	
Avisos para o MMA 1	
(Não houve avisos)	
Avisos para o MMA 2	
(Não houve avisos)	

Figura 8.20- Resultados do rotor Modelo 2 para três sensores de erro e freqüências sub-síncrona e síncrona em 100 Hz e 200 Hz, respectivamente.

Comparando-se a Figura 8.20 com as Figuras 8.7 e 8.14, pode-se concluir que a estratégia de controle manteve um baixo desempenho para a atenuação de perturbações em freqüências fora das faixas de ressonância, não tendo relevância o uso de um ou dois atuadores.

Por fim, a Figura 8.21 apresenta os resultados do Modelo 2 para o caso de três sensores quando o rotor é suposto operar a 21000 rpm.



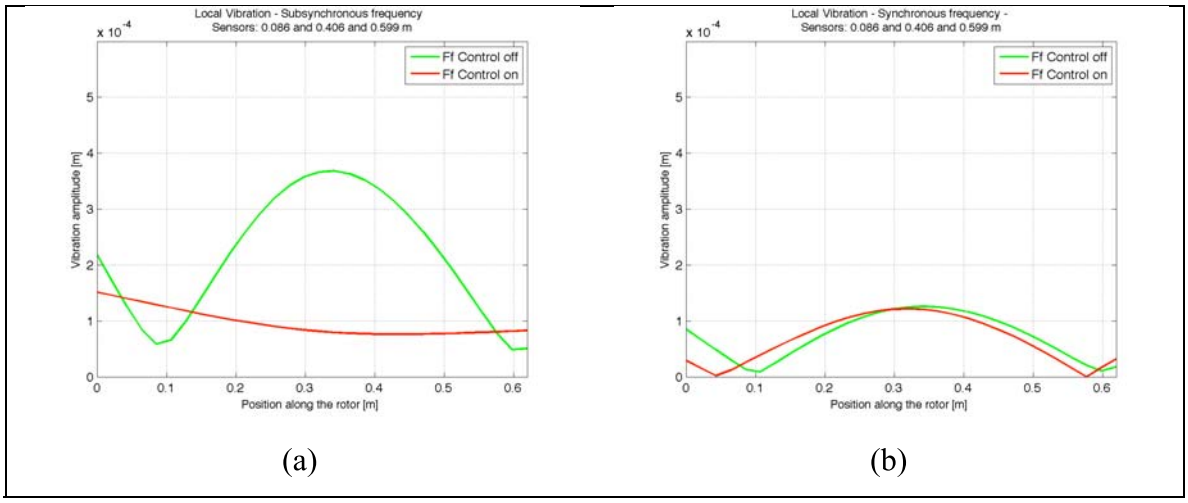
Redução RMS (%)	
Sub-síncrona	**Síncrona**
6,94	57,725
Local dos sensores (m)	
0,257; 0,428 e 0,577	

Avisos para o MMA 1
- Superou a forca de saturação na freqüência síncrona: 199,778 N
- Superou a corrente de saturação na freqüência síncrona: 5,723 A
Avisos para o MMA 2
(Não houve avisos)

Figura 8.21- Resultados do rotor Modelo 2 para três sensores de erro e freqüências sub-síncrona e síncrona em 175 Hz e 350 Hz, respectivamente.

Observa-se que os avisos apresentados para o MMA 1 ocorrem apenas na freqüência síncrona, concluindo o controle para as posições dos sensores indicadas na Figura 8.21 é realizável apenas na freqüência sub-síncrona e as solicitações de força e corrente elétrica de controle no MMA 1 são de 28,230 N e 0,818 A e no MMA 2 são de 47,027 N e 1,362 A. A busca para o melhor controle possível de ser realizado na freqüência síncrona (sem saturações) resultou nos sensores localizados em 0,086, 0,107 e 0,599. Para estas posições dos sensores, a força e a corrente de controle requerida no MMA 1 é de 51,561 N e 1,477 A e no MMA 2 é de 38,39 N e 1,100 N.

Para se analisar o bom desempenho de atenuação de vibrações RMS apresentado no caso exposto na Figura 8.19, obteve-se o comportamento das vibrações locais do rotor Modelo 2 nas freqüências de 40Hz e 80Hz, respectivamente. Os resultados são mostrados na Figura 8.22 e pode-se observar que agora as vibrações locais nos nós onde se localizam os sensores não sofrem mais reduções de 100%.



(a) (b)

Figura 8.22 - Vibração local ao longo do rotor do Modelo 2 com três sensores na freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona.

A Tabela 8.7 apresenta os valores das solicitações dos MMAs nas freqüências sub-síncrona e síncrona e, devido ao maior desempenho obtido com esta arquitetura de controle, os MMAs obtiveram níveis maiores de solicitações na freqüência sub-síncrona quando comparados com os casos anteriores.

Tabela 8.7 – Solicitações nos MMAs do rotor Modelo 2 - Controle *Feedforward* ligado com três sensores e MMA 1 e MMA 2 como atuadores

	Freqüência	Corrente de controle (A)	Força de controle (N)	Deslocamento no MMA (m)
MMA 1	**Sub-síncrona**	1,145	32,334	1,253E-04
	Síncrona	0,533	17,479	3,458E-05
MMA 2	**Sub-síncrona**	0,747	21,118	8,184E-05
	Síncrona	0,263	8,638	1,709E-05

Apresenta-se na Figura 8.23 a superfície gerada a partir da plotagem do comportamento vibratório do sistema em cada combinação possível (4060 combinações) de alocação dos três sensores ao longo dos 30 nós de discretização para as freqüências sub-síncrona (40Hz) e síncrona (80Hz). Devido ao elevado número de combinações dos sensores, a Figura 8.23 também foi plotada com interpolação de cores entre os resultados e as amplitudes foram normalizadas com o valor do *gap* dos MMAs.

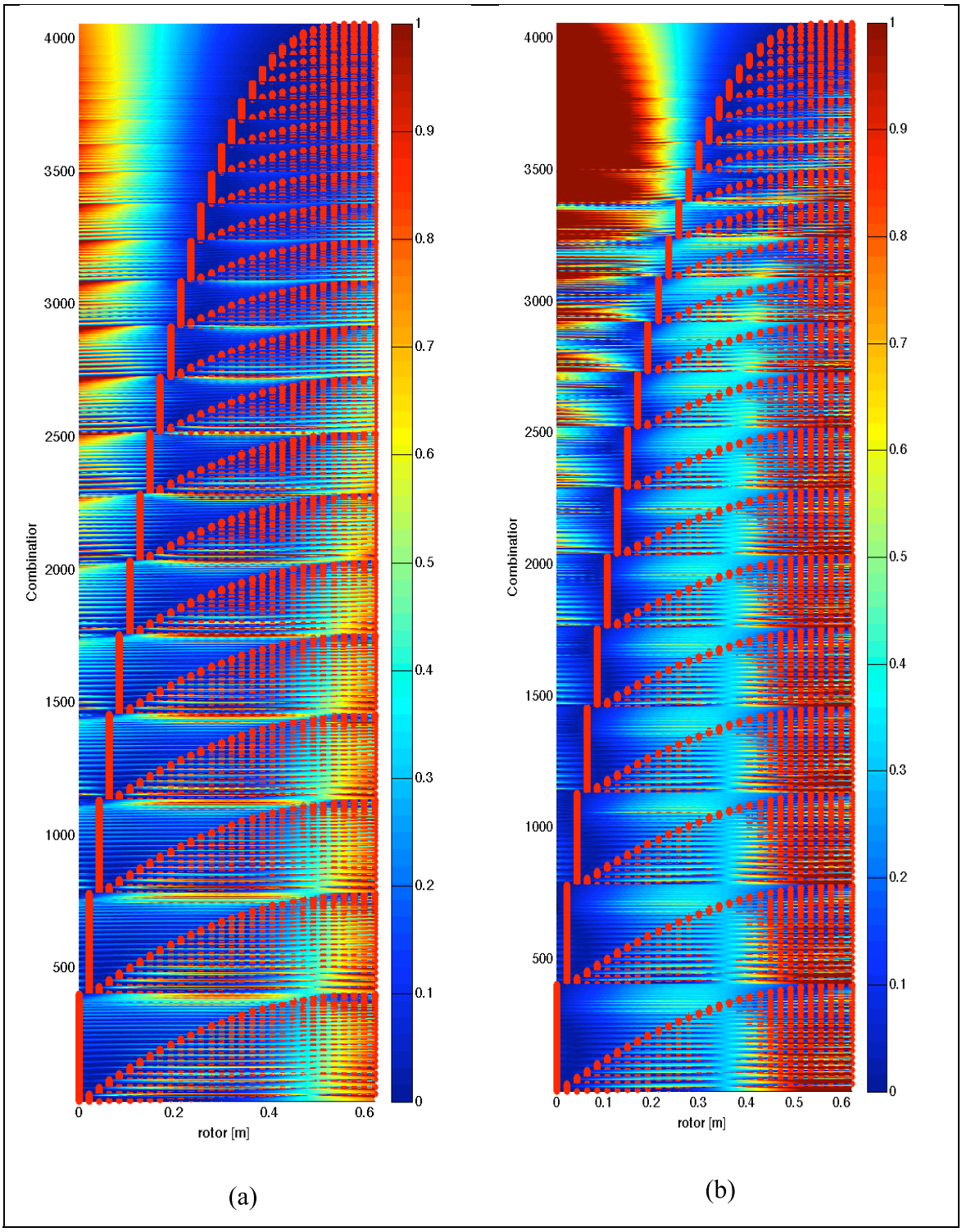


Figura 8.23 – Vista superior da superfície das vibrações locais do rotor Modelo 2 para cada caso de alocação de três sensores de erro na freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona.

Comparando-se a Figura 8.23 com a Figura 8.17, percebe-se que as regiões de grandes amplitudes, que estavam presentes nas extremidades e no centro do rotor, tiveram suas amplitudes amenizadas, levando a concluir que, mesmo que esta estratégia de controle não

proporcione reduções locais de 100% em todas as posições dos sensores, ela ameniza as vibrações nestes mesmos pontos através dos atuadores presentes no sistema. Assim, de maneira lógica, pode-se constatar que as posições indicadas na Figura 8.19 estão distribuídas ao longo do rotor de modo a ficaram relativamente próximas dos atuadores e do desbalanceamento.

A fim de se comparar os resultados apresentados nas Figuras 8.12 e 8.18 com os da Figura 8.24 apresentada a seguir, alocaram-se os sensores em 0,086; 0,406 e 0,599 (posições ótimas apontadas para o caso exposto na Figura 8.19, combinação nº 1714), analisou-se a solicitação de corrente elétrica de controle nos atuadores MMA1 e MMA2 para o controle de perturbações síncronas que ocorreram na faixa de freqüências entre 1-1200 Hz.

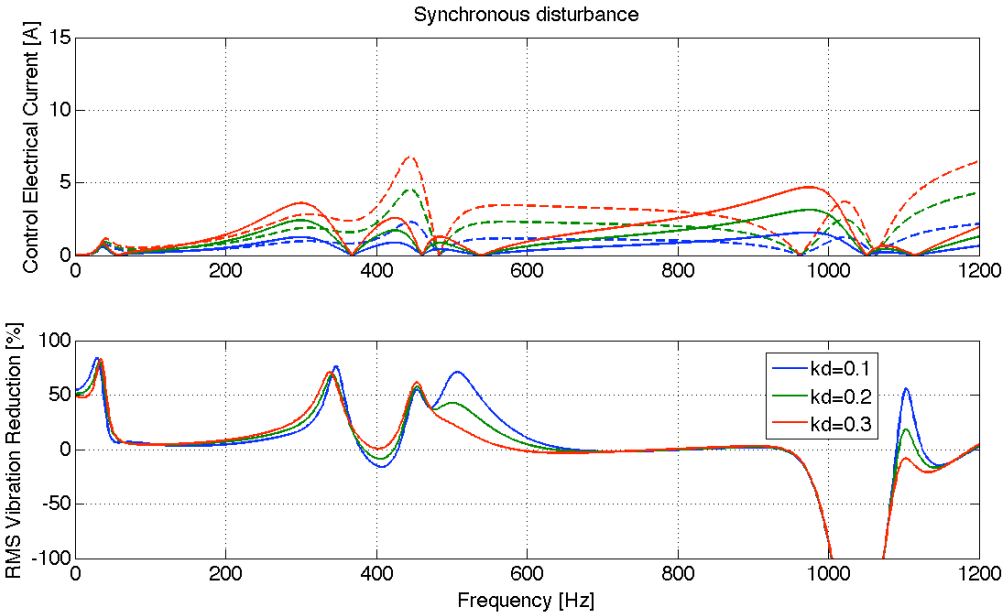


Figura 8.24 – Comportamento da corrente elétrica no MMA1 (---) e MMA2 (___) e da redução da vibração RMS do rotor ao se controlar perturbações síncronas para o caso de três sensores acoplados ao longo do rotor Modelo 2.

Observa-se que, para o sistema com três sensores, os picos de solicitação de corrente de controle e de instabilidade do sistema que ocorriam para o sistema com 2 sensores não ocorrem mais. Além disso, as máximas reduções observadas possuem picos maiores que 50%, ou seja, maiores que as apresentadas para o sistema com 2 sensores, e reduções consideráveis são verificadas nas proximidades da primeira freqüência crítica. Ressalta-se que para freqüências acima de 338 Hz os diferentes valores de K_D representam desempenhos consideráveis para este sistema de controle nas reduções de vibrações RMS próximas às

velocidades críticas, entretanto, ainda se verifica um baixo desempenho para o controle de freqüências determinísticas fora da faixa de ressonância. Ressalta-se também os baixos valores de corrente de controle requerida nos MMAs, quando comparados com os outros casos apresentados anteriormente. Assim, pode-se afirmar que o sistema com três sensores de erro é o que apresenta melhor desempenho para o caso das perturbações em 40 Hz e 80 Hz.

8.2.6 – COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO DOS SISTEMAS DE CONTROLE *FEEDBACK* E *FEEDFORWARD*

No capitulo 7, realizou-se uma análise teórica do desempenho de um sistema de controle ativo utilizando um atuador magnético de não-contato em função das suas posições a fim de reduzir as vibrações no rotor Modelo 1 e obter o melhor desempenho do MMA. O esquema de controle tipo *feedback* foi empregado para atenuar continuamente a vibração devida à vibração nas freqüências síncrona e sub-síncrona. Ao levitar o eixo substituindo os mancais convencionais por dois MMAs (Modelo 2) o sistema já apresentou uma resposta muito amortecida, de maneira a atenuar completamente as vibrações de ressonância para baixas freqüências críticas. Ao se ativar o controle *feedforward*, observa-se uma maior atenuação nas freqüências críticas, entretanto as amplitudes de vibração fora destas faixas não sofreram atenuações relevantes. Essas conclusões podem ser constatas na Figura 8.25 a seguir, que apresenta todas essas curvas de vibrações RMS juntas.

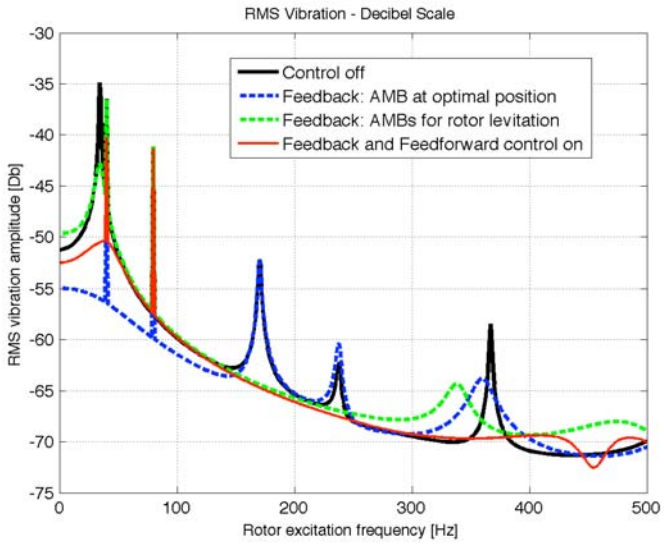


Figura 8.25 – Resposta do rotor Modelo 1 e Modelo 2 para freqüências de perturbação em 40 Hz e 80 Hz – Comparação final

Para a curva de controle *feedforward* apresentada na Figura 8.25, utilizou-se o caso que apresentou o melhor desempenho para o Modelo 2, ou seja, de três sensores (alocados em 0,086 m, 0,406 m e 0,599 m) e dois atuadores. Os valores obtidos para as reduções sub-síncrona e síncrona são apresentados na Tabela 8.8 na qual as porcentagens de redução são referentes à situação de controle desligado (*Control off*), ou seja, os valores de reduções apresentadas são referentes às vibrações do rotor Modelo 1 sem a aplicação do controle.

Tabela 8.8 – Reduções obtidas nas freqüências de 40 Hz e 80 Hz para os diferentes caso de controle.

Caso	**Redução RMS sub-síncrona (%)**	**Redução RMS síncrona (%)**
Feedback: MMA na posição ótima	89,38	40,76
Feedback: MMA para levitação do rotor	8,52	4,29
Feedback e *feedforward*	61,87	8,77

Na Figura 8.26 a seguir, apresenta-se o comportamento das vibrações locais para os casos analisados e na Tabela 8.9 os valores das forças de controle em cada MMA para cada situação de controle.

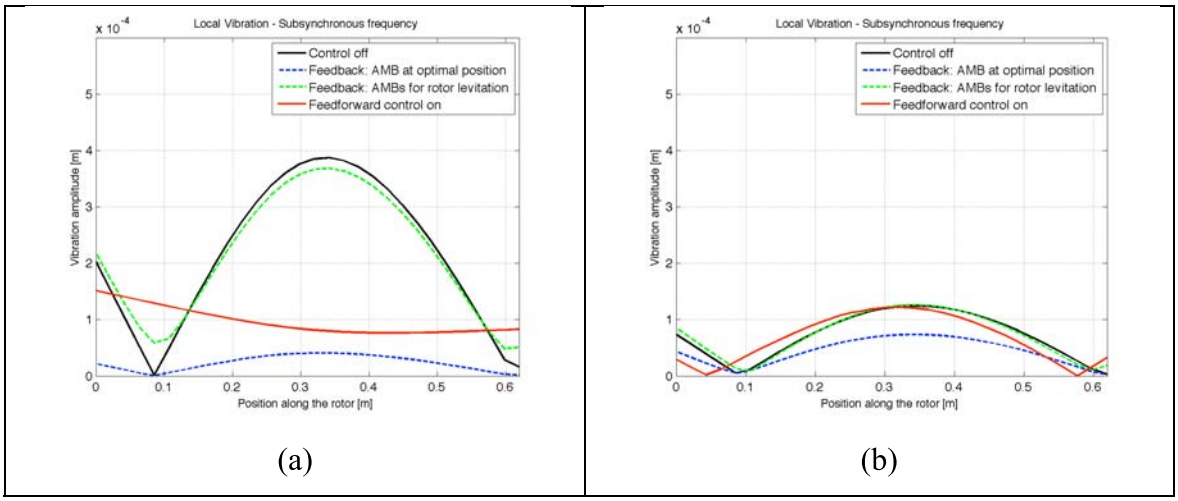


Figura 8.26 – Vibração local ao longo dos rotores Modelo 1 e Modelo 2 na freqüência (a) sub-síncrona de 40 Hz e (b) síncrona de 80 Hz – Comparação final

Tabela 8.9 – Forças (N) de controle nos MMAs para os casos de controle analisados no Modelo 1 e no Modelo 2 para as freqüências de perturbação em 40 Hz e 80 Hz.

	Freqüência	**Controle *feedback*: MMA na posição ótima**	**Controle *feedback*: MMA para levitação do rotor**	**Controle *feedback* e *feedforward***
MMA 1	**Sub-síncrona**	10,524	15,358	32,334
	Síncrona	36,869	3,273	17,479
MMA 2	**Sub-síncrona**	(Apenas MMA 1)	12,258	21,118
	Síncrona	(Apenas MMA 1)	5,353	8,638

Vale ressaltar que estes resultados são para as freqüências de perturbação nos valores de 40 Hz e 80 Hz e observa-se, de maneira geral, uma maior solicitação de força de controle nos MMAs quando eles passam da condição de controle *feedback* para a condição de atuadores do controle *feedforward*.

Entretanto, para se obter uma análise mais apurada com dados de outro caso onde a arquitetura de controle de *feedback* associada com *feedforward* também apresenta um bom desempenho, realiza-se a comparação dos resultados para as freqüências sub-síncrona e síncrona em 175 Hz e 350 Hz nas Figuras 8.27 e 8.28 e os valores das reduções RMS podem ser encontrados na Tabela 8.10.

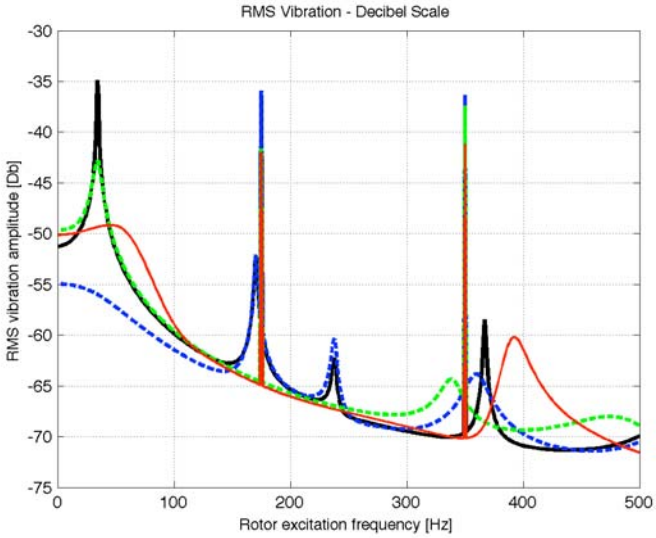
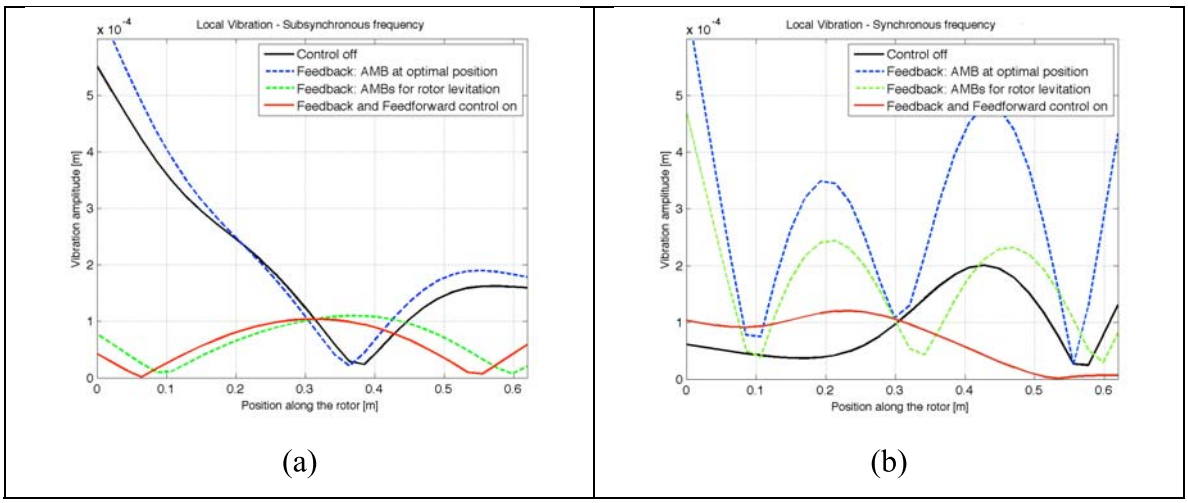


Figura 8.27 – Resposta do rotor Modelo 1 e Modelo 2 para freqüências de perturbação em 175 Hz e 350 Hz – Comparação final

Tabela 8.10 – Reduções obtidas nas freqüências de 175 Hz e 350 Hz para os diferentes caso de controle.

Caso	Redução RMS sub-síncrona (%)	Redução RMS síncrona (%)
Feedback: MMA na posição ótima	-13,34	-195,84
Feedback: MMA para levitação do rotor	71,87	-71,91
Feedback e feedforward	73,82	27,32



(a) (b)

Figura 8.28 – Vibração local ao longo dos rotores Modelo 1 e Modelo 2 na freqüência (a) sub-síncrona de 175 Hz e (b) síncrona de 350 Hz – Comparação final

A Tabela 8.11 apresenta as solicitações de força de controle nos MMAs para cada caso de controle investigado. Observa-se que, para as freqüências sub-síncrona e síncrona de 175 Hz e 350 Hz, respectivamente, o MMA que saturava em ambas as freqüências (valores destacados em vermelho) não saturou quando acionado em conjunto com outro MMA para levitar o rotor. Entretanto, após a condição de controle *feedforward* o MMA 1 saturou. Por outro lado, o MMA 2 saturou na ocasião de levitação do rotor para a freqüência síncrona e não apresentou saturações para ambas as freqüências quando o controle *feedforward* foi acionado.

Tabela 8.11 – Forças (N) de controle nos MMAs para os casos de controle analisados no Modelo 1 e no Modelo 2 para as freqüências de perturbação em 175 Hz e 350 Hz.

	Freqüência	**Controle *feedback*: MMA na posição ótima**	**Controle *feedback*: MMA para levitação do rotor**	**Controle *feedback* e *feedforward***
MMA 1	**Sub-síncrona**	83,72	8,569	28,230
	Síncrona	275,46	30,483	199,778
MMA 2	**Sub-síncrona**	(Apenas MMA 1)	8,494	47,027
	Síncrona	(Apenas MMA 1)	62,009	14,304

Assim, constata-se que, a partir dos casos analisados, o controle *feedback* apresentou maiores atenuações RMS quando as freqüências determinísticas estavam localizadas em baixas freqüências (próximas das primeiras freqüências críticas), entretanto, o controle *feedforward* apresentou um maior desempenho quando essas freqüências determinísticas se deslocaram para maiores valores (próximas de freqüências críticas mais elevadas). Ainda, ao se observar as vibrações locais apresentadas, pode-se afirmar que o controle *feedforward* proporcionou maior estabilidade ao sistema e situações onde a solicitação de força de controle nos MMAs chegaram a ser menores que nos caso de controle *feedback* com o MMA na posição ótima ou no caso em que eram utilizados para a levitação do rotor.

8.3 – ANÁLISE DA REDUÇÃO DE VIBRAÇÃO NO ROTOR MODELO 3 DEVIDO ÀS PERTURBAÇÕES SÍNCRONAS E SUB-SÍNCRONAS

Como já descrito anteriormente, o rotor Modelo 3 difere do rotor Modelo 2 unicamente pela posição do disco rígido, que neste caso está deslocado para a esquerda, mais próximo do MMA 1. Isso faz com que o rotor tenha uma maior distribuição de massa à esquerda do rotor (assimetria muito comum na prática), bem como as forças de excitação ficam mais próximas a um dos atuadores, no caso, do MMA 1. Assim, neste rotor também serão analisados os desempenhos das mesmas estratégias de controle ativo utilizadas no rotor Modelo 2 para o caso do rotor operando a 4800 rpm.

8.3.1 – CARACTERIZAÇÃO DO MODELO 3

Para seguir com a caracterização do Modelo 3, apresenta-se o comportamento vibratório do rotor e as solicitações nos MMAs quando o controle *feedforward* está desligado e o controle *feedback* está ativo. Essa caracterização apresentada, nas Figuras 8.29 e 8.30 e na Tabela 8.12, tem por finalidade conhecerem-se os valores quando o controle *feedforward* ainda não foi acionado e então monitorar suas magnitudes em relação aos níveis de saturação dos parâmetros dos MMAs. A Figura 8.29 apresenta o comportamento das vibrações locais deste sistema nas freqüências sub-síncrona e síncrona, respectivamente, com o controle *feedforward* desligado.

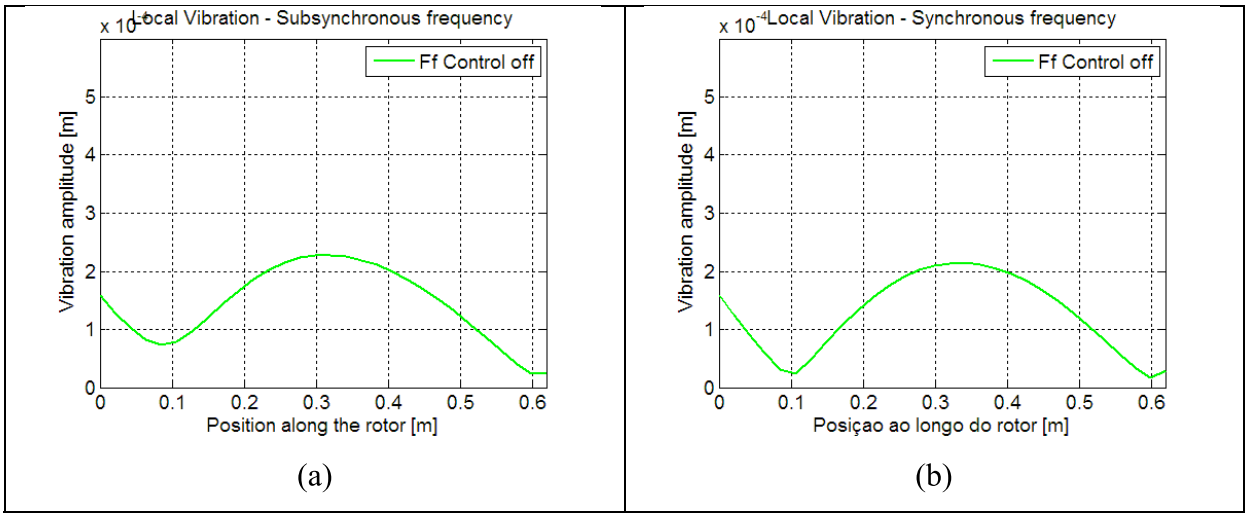


Figura 8.29 – Vibração local ao longo do rotor (Modelo 3) para a (a) freqüência sub-síncrona e para a (b) freqüência síncrona para o controle *feedforward* desligado.

A Figura 8.30 apresenta o comportamento da força exercida pelo MMA 1 e MMA 2, respectivamente, em função da freqüência.

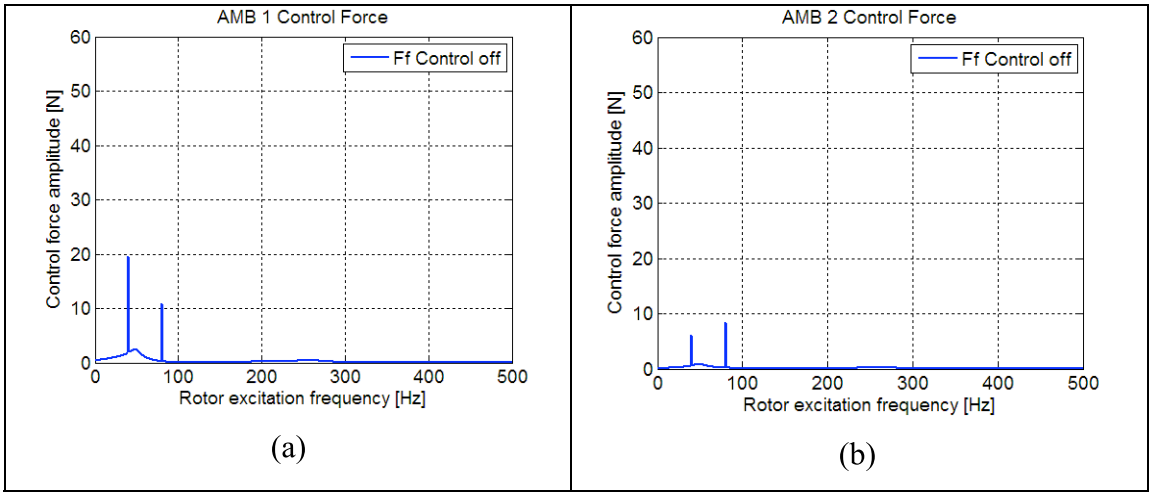


Figura 8.30 – Força de controle no (a) MMA 1 e no (b) MMA 2 do rotor Modelo 3 com o controle *feedforward* desligado

A partir das figuras anteriores, observa-se nitidamente que o MMA 1 é mais solicitado que o MMA 2 tanto na freqüência sub-síncrona como na freqüência síncrona. As magnitudes destas solicitações (corrente e a força de controle), assim como o deslocamento sofrido pelo eixo do rotor nos pontos onde se encontram os MMAs, podem ser observados na Tabela 8.12.

Tabela 8.12 – Solicitações nos MMAs do rotor Modelo 2 – Controle *Feedforward* desligado

	Freqüência	Corrente de controle (A)	Força de controle (N)	Deslocamento no MMA (m)
MMA 1	**Sub-síncrona**	0,690	19,504	7,558E-05
	Síncrona	0,332	10,882	2,153E-05
MMA 2	**Sub-síncrona**	0,217	6,127	2,374E-05
	Síncrona	0,259	8,486	1,679E-05

Pela análise dessas figuras, pode-se observar que o Modelo 3 possui uma resposta diferente do Modelo 2 devido à mudança da posição do disco rígido desbalanceado. Esses resultados serão comparados com os valores obtidos quando este rotor estiver submetido à aplicação do sistema de controle com a técnica *feedforward*. Vale ressaltar que também neste

caso de levitação do eixo os parâmetros não superaram os limites de aplicabilidade dos MMAs.

8.3.2 – ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS ATUADORES NO MODELO 3

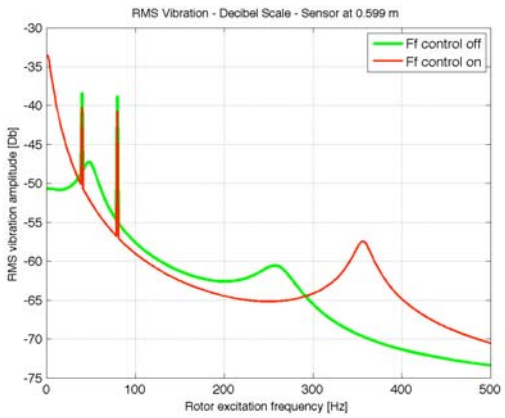
A partir da análise de posicionamento ideal de sensores, o MMA1 e o MMA2 mais uma vez apresentam melhores desempenhos para o sistema de controle quando usados simultaneamente para o controle de vibrações nas freqüências sub-síncronas e síncronas estipuladas. Entretanto, para o caso de apenas um sensor em que se deve usar apenas um atuador, seleciona-se o MMA 1 como atuador, pois apresentou desempenhos muito próximos do caso do MMA 1 e MMA 2 funcionando como atuadores simultaneamente. A seguir, as Tabelas 8.13 trás os valores obtidos para o rotor operando a 4800 rpm.

Tabela 8.13 – Reduções de vibrações para as diferentes situações de atuadores para perturbações em 40Hz e 80Hz no rotor Modelo 3.

Atuador	Redução RMS sub-síncrona (%)	Redução RMS síncrona (%)
MMA 1 e MMA 2	68,08	36,99
MMA 1	60,32	36,94
MMA 2	45,53	1,95

8.3.3 – ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS SISTEMA DE CONTROLE COM UM SENSOR DE ERRO ACOPLADO AO ROTOR MODELO 3

Similarmente à análise realizada para o Modelo 2, realizou-se a busca numérica pelo melhor posicionamento do sensor de erro através da análise das máximas reduções de vibração RMS quando o rotor está operando a 4800 rpm. Os resultados desta busca para as freqüências determinísticas de 40 Hz e 80 Hz são apresentados na Figura 8.31.



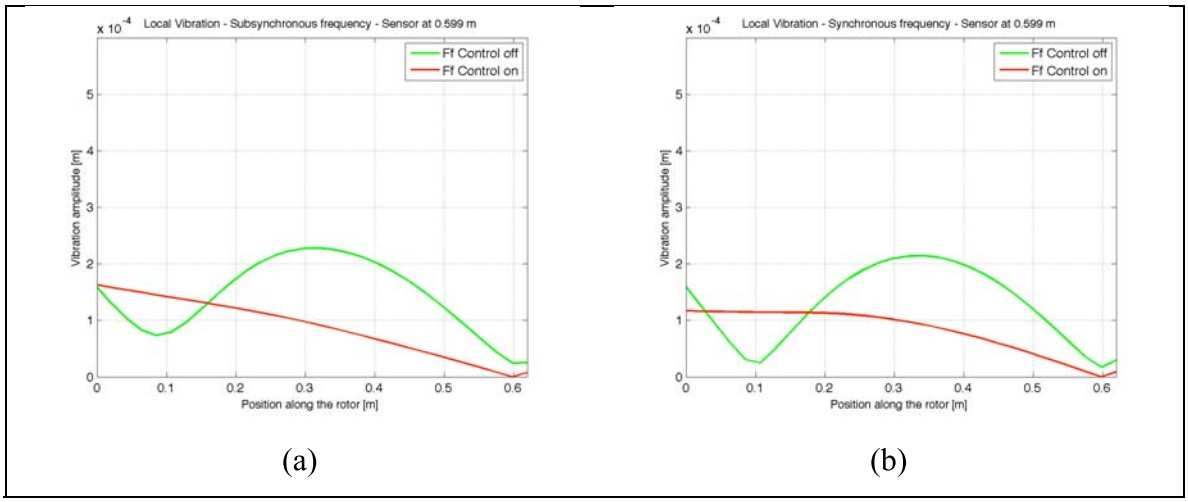
Redução RMS (%)	
Sub-síncrona	**Síncrona**
35,84	36,81
Local dos sensores (m)	
0,599	

Avisos para o MMA1
- Superou a força de saturação na freqüência síncrona: 57,890 N
- Superou a corrente de saturação na freqüência síncrona: 1,765 A
Avisos para o MMA2
(Não houve avisos)

Figura 8.31- Resultados do rotor Modelo 3 para um sensores de erro e freqüências sub-síncrona e síncrona em 40 Hz e 80 Hz, respectivamente.

Como os avisos da Figura 8.31 para o MMA 1 pertencem apenas à freqüência síncrona, conclui-se que este controle é realizável para a freqüência sub-síncrona, sendo as solicitações para o MMA 1 de 36,7 N e 1,299 A e para o MMA 2 de 0,123 N e 0,004 A. A busca para o melhor controle realizável apenas na freqüência síncrona, ou seja, situação de controle na qual não ocorram avisos de saturações dos parâmetros dos MMAs, recomenda a alocação do sensor logo no inicio do eixo (0 m) fornecendo uma redução de 29,49% para as vibrações RMS na freqüência síncrona. Para este caso as solicitações no MMA 1 foram de 33,815 N e 1,031 A e no MMA 2 de 3,630 N e 0,111 A.

Para esta arquitetura de controle (um atuador e um sensor), a redução local no ponto onde o sensor esta localizado foi de 100% e para se observar o comportamento vibratório ao longo de todo o rotor para o sensor localizado em 0,599 m (caso exposto na Figura 8.31), apresenta-se na Figura 8.32 as vibrações locais do rotor antes e após o controle *feedforward*. A Tabela 8.14 trás os valores das solicitações de força e corrente de controle dos MMAs, assim como o deslocamento do eixo nos locais dos mancais magnéticos. Observa-se nesta tabela os baixos níveis de solicitações do MMA 2, isso porque este MMA não assumiu o papel de atuador.



(a) (b)

Figura 8.32 - Vibração local ao longo do rotor do Modelo 3 com um sensor (em 0,599 m) para freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona.

Tabela 8.14 – Solicitações nos MMAs do rotor Modelo 3 - Controle *Feedforward* ligado com um sensor e MMA 1 como atuador.

	Freqüência	Corrente de controle (A)	Força de controle (N)	Deslocamento no MMA (m)
MMA 1	Sub-síncrona	1,299	36,720	1,423E-04
	Síncrona	1,765	57,890	1,145E-04
MMA 2	Sub-síncrona	0,004	0,123	4,785E-07
	Síncrona	0,009	0,288	5,697E-07

As Figuras 8.33 e 8.34 mostram as superfícies formadas pela composição do posicionamento do sensor de erro em todos os pontos nodais ao longo do rotor, fornecendo uma visão ampla e global dos níveis relativos à vibração após a aplicação do sistema de controle, relembrando que as magnitudes estão normalizadas com o valor do *gap* dos MMAs.

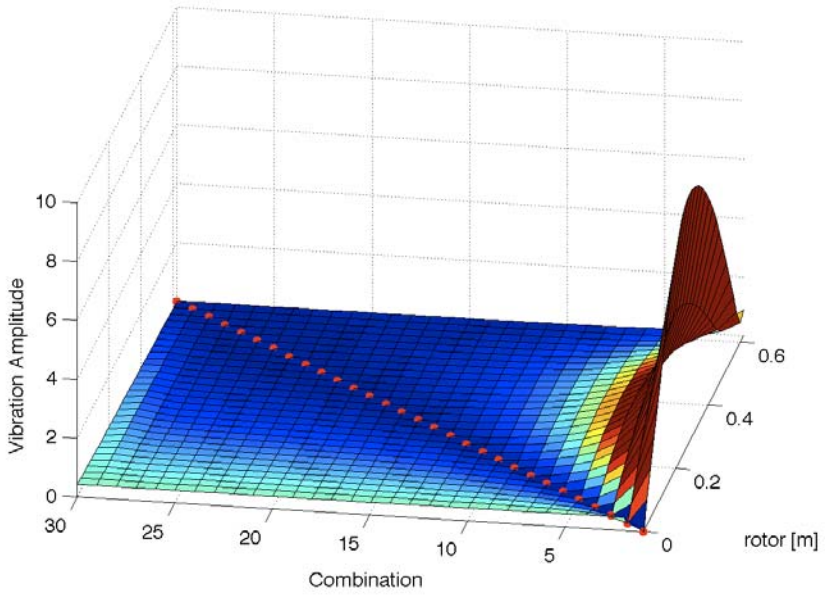


Figura 8.33(a) – Superfície das vibrações locais do rotor Modelo 3 para cada caso de alocação do sensor de erro na freqüência sub-síncrona (40Hz).

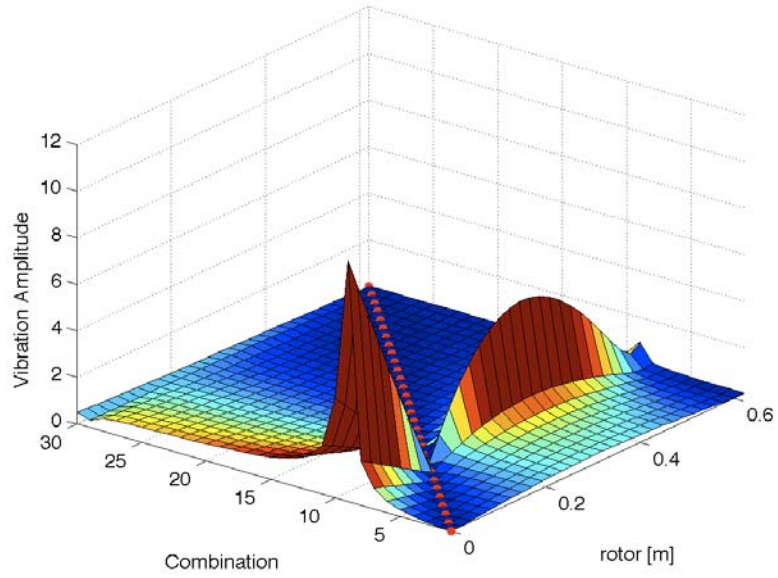


Figura 8.33(b) – Superfície das vibrações locais do rotor Modelo 3 para cada caso de alocação do sensor de erro na freqüência sub-síncrona (80Hz).

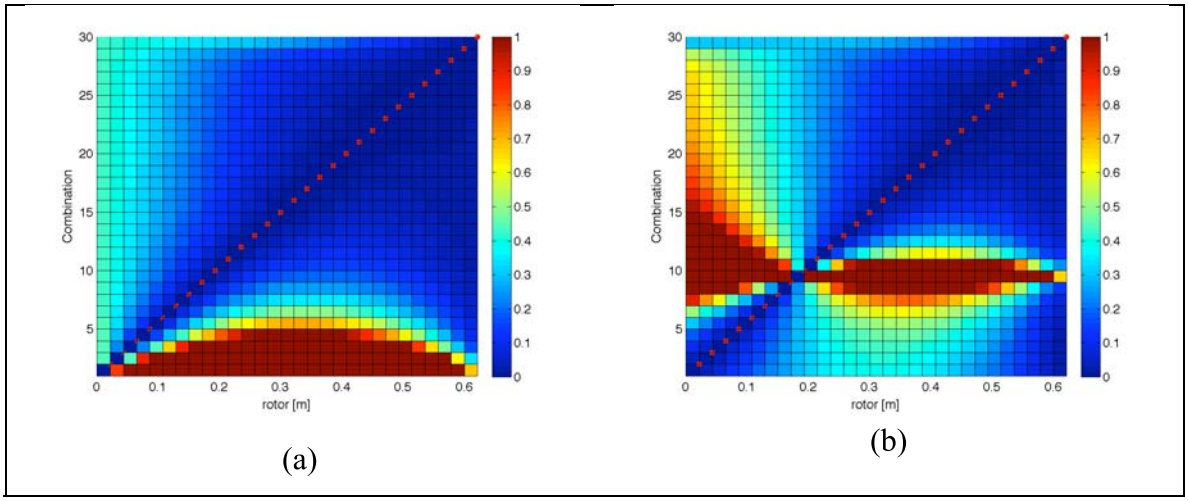


Figura 8.34 – Vista superior da superfície das vibrações locais do rotor Modelo 3 para cada caso de alocação de um sensor de erro na freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona.

Observa-se na Figura 8.34 que as amplitudes começam a diminuir conforme o sensor caminha para o ponto médio da região entre o disco rígido e o MMA 2. Entretanto, para a freqüência síncrona, as vibrações ao longo de todo o rotor aumentam quando o sensor se aproxima da fonte do desbalanceamento. Assim, pode-se ver na Figura 8.34 que a posição de 0,599 é a posição do sensor que apresenta baixas amplitudes para ambas as freqüências determinísticas, permitindo afirmar que em rotores com assimetria na distribuição da massa, semelhante ao Modelo 3, ao utilizar-se um atuador e um sensor, o sensor deve ser alocado opostamente ao atuador. Em comparação com a mesma arquitetura de controle para o Modelo 2, observa-se que em rotores onde a distribuição da massa é relativamente simétrica o sensor deve ser alocado próximo ao atuador. Dessa forma, a análise das reduções RMS e as solicitações de corrente elétrica de controle para freqüências determinísticas de 1-1200 Hz são apresentadas na Figura 35 para o sensor alocado em 0,599 m .

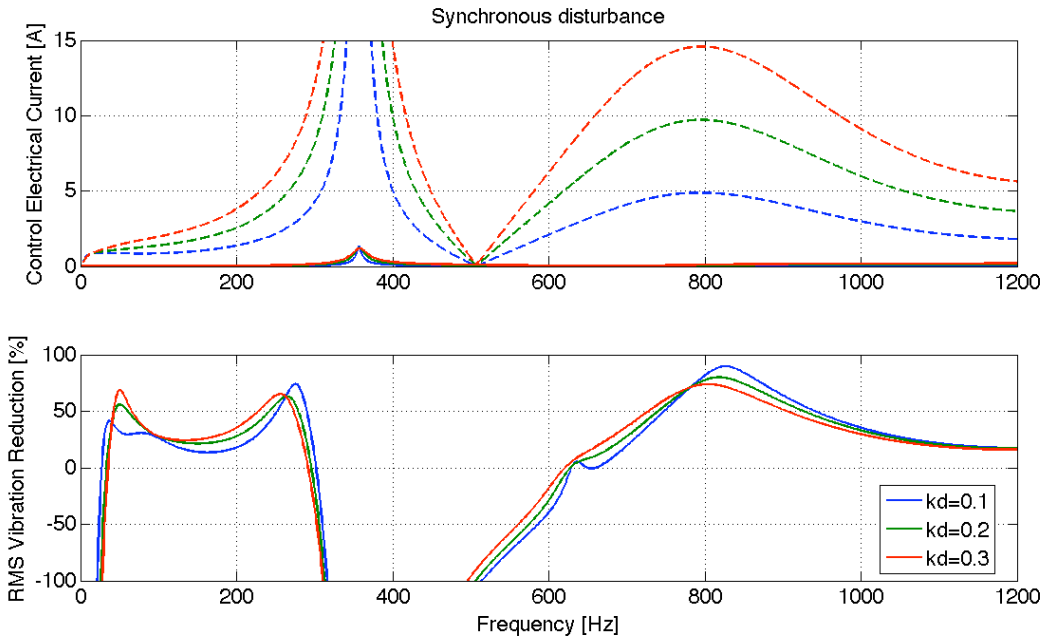


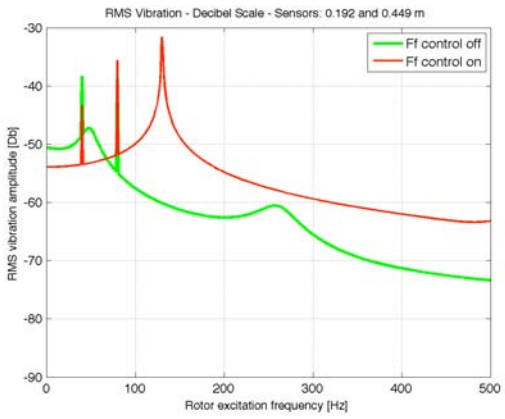
Figura 8.35 – Comportamento da corrente elétrica no MMA1 (---) e MMA2 (___) e da redução da vibração RMS do rotor ao se controlar perturbações síncronas para o caso de um sensor acoplado ao longo do rotor Modelo 3.

A Figura 8.35 mostra que o uso de um sensor apresenta um bom desempenho para atenuação das vibrações RMS próximas das freqüências críticas sem solicitar elevados níveis de correntes de controle no MMA 1 (atuador) e solicita níveis baixos e sem variações acentuadas no MMA 2. A instabilidade que ocorre próximo a 357 Hz se deve ao modo de vibrar do Modelo 3 que é impossível de ser controlado pela arquitetura de controle empregada. Assim, uma análise com mais sensores e atuadores se faz necessária para estabilizar o sistema e elevar o desempenho deste controle ativo de vibrações.

8.3.4 – ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS SISTEMA DE CONTROLE COM DOIS SENSORES DE ERRO ACOPLADOS AO ROTOR MODELO 3

Prosseguiu-se a análise do o rotor Modelo 3 para dois sensores de erro e agora com o MMA 1 e o MMA 2 funcionando como atuadores, simultaneamente, e supondo o rotor operar em 4800 rpm. Com a alocação dos sensores realizada baseando-se nos resultados das máximas reduções RMS obtidas dentre todos os possíveis arranjos dos dois sensores nos 30 nós de discretização do rotor (435 combinações), apresenta-se na, Figura 8.36, o resultado das

reduções de vibrações RMS para as freqüências sub-síncrona e síncrona de 40 Hz e 80 Hz, respectivamente.

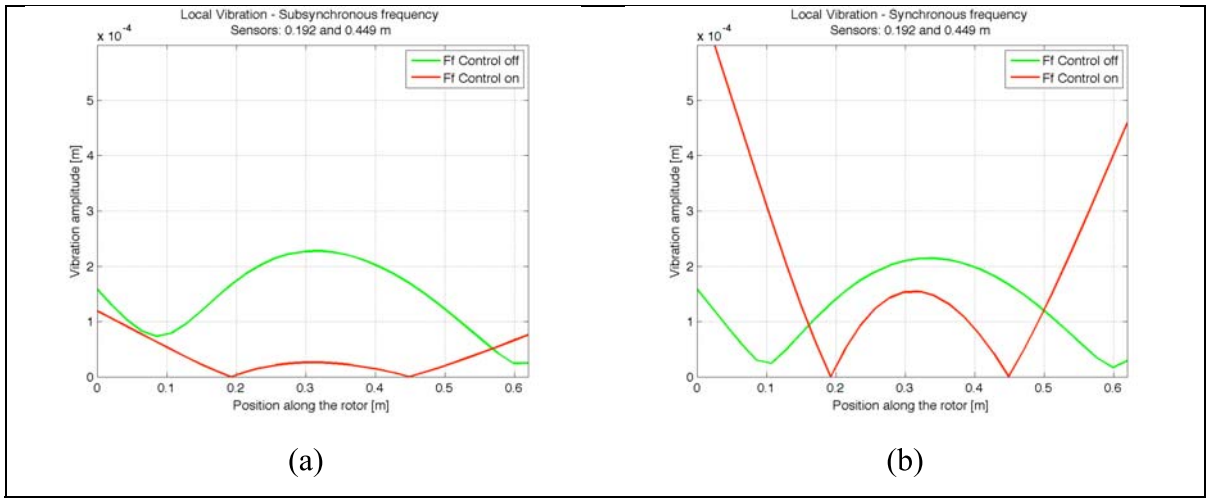


Redução RMS (%)	
Sub-síncrona	**Síncrona**
68,16	-105,50
Local dos sensores (m)	
0,192 e 0,449	

Avisos para o MMA1
Superou a força de saturação na freqüência síncrona: 155,931 N
Superou a corrente de saturação na freqüência síncrona: 4,753 A
Avisos para o MMA2
Superou a força de saturação na freqüência síncrona: 202,818 N
Superou a corrente de saturação na freqüência síncrona: 6,183 A

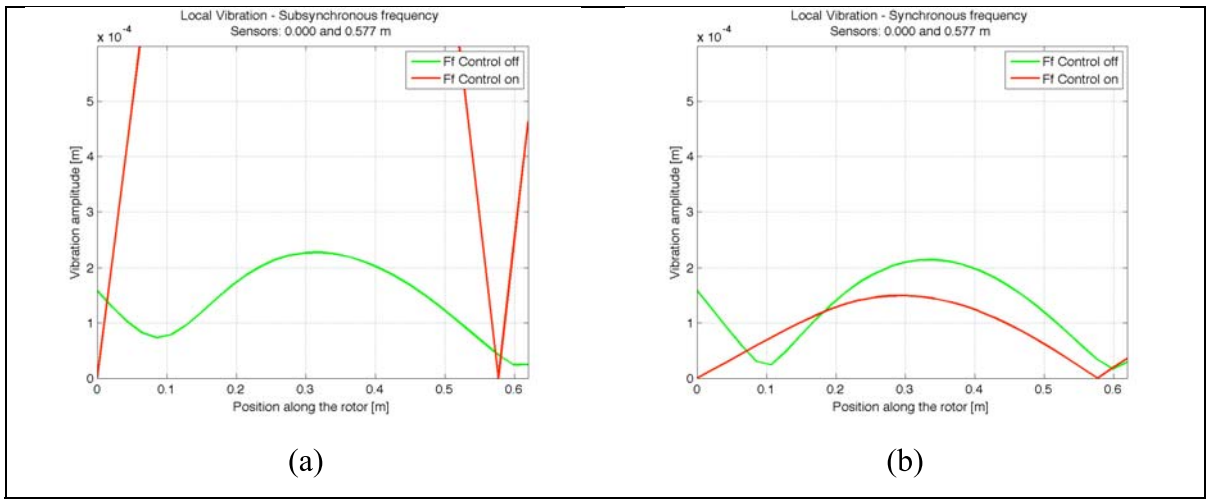
Figura 8.36- Resultados do rotor Modelo 3 para dois sensores de erro e freqüências sub-síncrona e síncrona em 40 Hz e 80 Hz, respectivamente.

Observa-se que o desempenho obtido para o Modelo 3 (Figura 8.36) na freqüência sub-síncrona foi maior que o obtido para o Modelo 2 (Figura 8.13). Entretanto, este controle da perturbação sub-síncrona resultou no aumento dos níveis de vibração para todas as freqüências superiores à faixa de ressonância da primeira velocidade crítica. O controle exposto na Figura 8.36 apresenta saturações para a freqüência síncrona, logo, pode-se dizer que é realizável apenas para a freqüência sub-síncrona com solicitações no MMA 1 de 13,839 N e 0,490 A, e no MMA 2 de 17,069 N e 0,604 A. As vibrações locais para este controle são apresentadas na Figura 8.37. A busca por um controle realizável apenas para a freqüência síncrona recomendou que os sensores fossem alocados em 0 m e 0,577 m e forneceu uma atenuação de vibrações RMS de 30,17% com solicitações no MMA 1 de 34,858 N e 1,063 A, e no MMA 2 de 9.688 N e 0,295 N. As vibrações locais para este controle são apresentadas na Figura 8.38. Observa-se nas Figuras 8.37 e 8.38 que as reduções nos locais dos sensores são de 100%.



(a) (b)

Figura 8.37 - Vibração local ao longo do rotor do Modelo 3 com dois sensores (em 0,192 m e 0,449 m) na freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona.



(a) (b)

Figura 8.38 - Vibração local ao longo do rotor do Modelo 3 com dois sensores (em 0 m e 0,150 m) na freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona.

Pode-se observar, então, que o controle é realizável separadamente nas freqüências determinísticas , ou seja, pode ser possível a realização deste controle se arranjos diferentes de sensores forem feitos para cada situação. Este tipo de controle no qual o controlador seleciona quais serão os sensores a serem utilizados em função da freqüência de perturbação é raramente utilizado pois aumenta o custo do projeto. Entretanto, torna-se uma alternativa de "solução elegante" para casos de controle ativo de vibrações como este.

Para ilustrar o comportamento das vibrações locais ao longo do rotor, obteve-se as superfícies apresentadas na Figura 8.39 que ilustram as amplitudes de vibrações locais após aplicar-se o controle *feedforward* para todos os possíveis casos de arranjo dos dois sensores

para as freqüências de 40 Hz e 80 Hz. É possível observar reduções locais apenas nas proximidades dos sensores (que obtiveram 100% de redução local em todos os casos). Também, quando os sensores estão localizados próximos ao disco desbalanceado, grandes vibrações em ambas as extremidades do rotor, especialmente na perturbação síncrona, são observadas. Vale lembrar que as amplitudes da Figura 8.39 também estão normalizadas com o valor do *gap* dos MMAs.

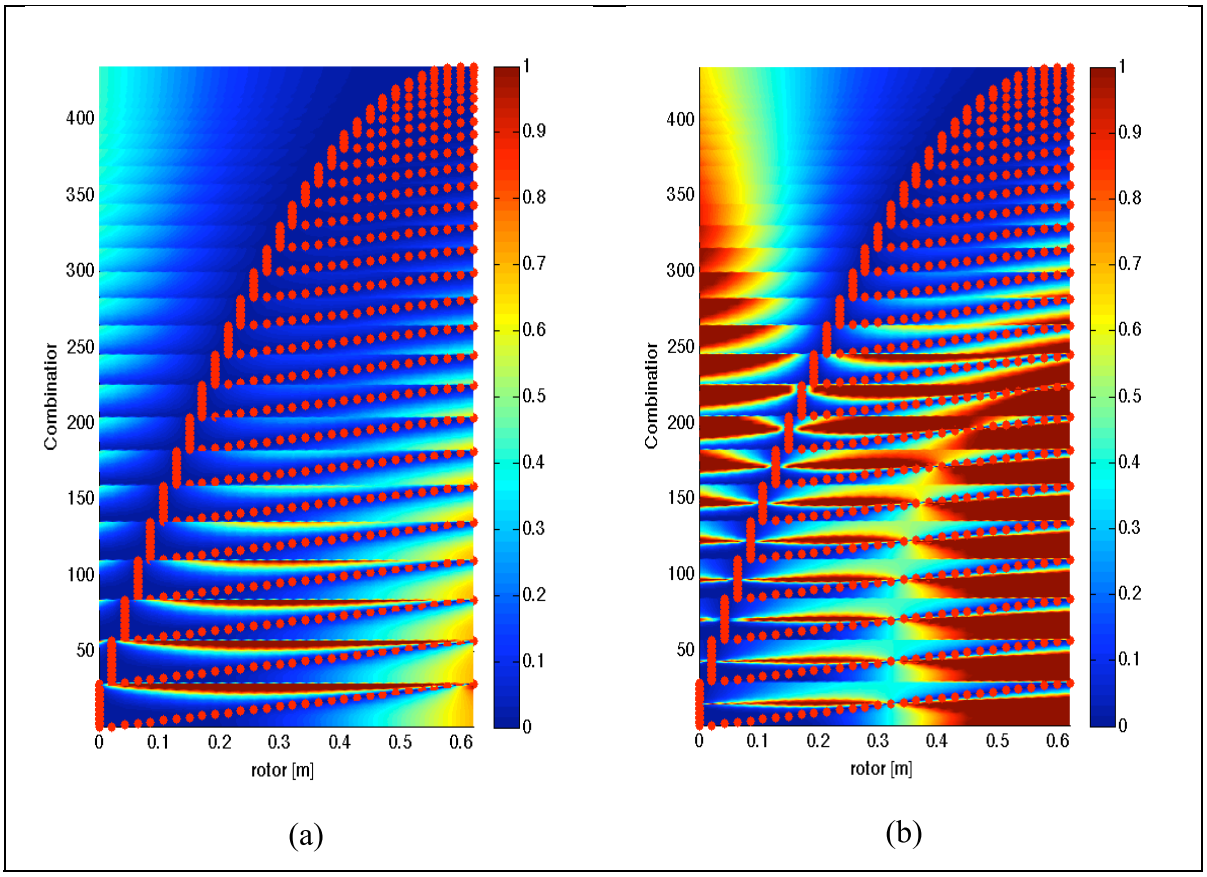


Figura 8.39 – Vista superior da superfície das vibrações locais do rotor Modelo 3 para cada caso de alocação de dois sensores de erro na freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona.

Em seguida, investigou-se o comportamento da corrente de controle e da redução de vibrações RMS em função das perturbações síncronas na faixa de freqüência de 1-1200 Hz com os sensores de erro alocados em 0,192 m e 0,449 m (posições ótimas apontadas no caso exposto na Figura 8.36). O resultado obtido é mostrado na Figura 8.40, a partir da qual pode-se dizer que o este sistema com dois sensores apresenta-se altamente instável para freqüências superiores a 50Hz, com picos de reduções RMS inferiores a -8,8 10^5 %, sendo reduções RMS

negativas acima de 50 Hz para todo o domínio de freqüência analisado. Também observa-se picos de corrente elétrica superiores a 3,1 . 10^5 A.

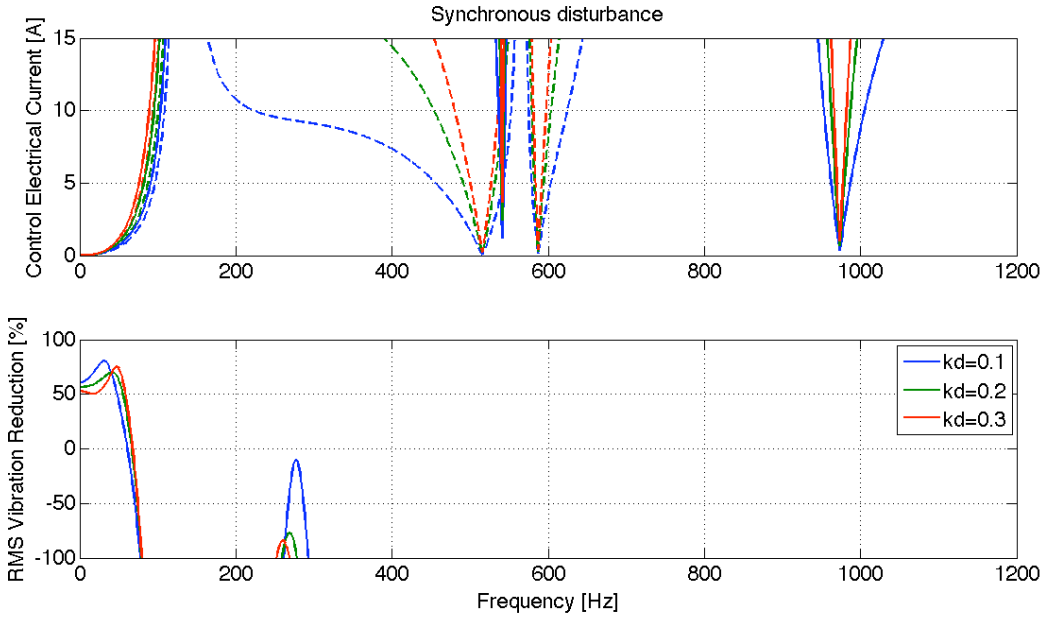
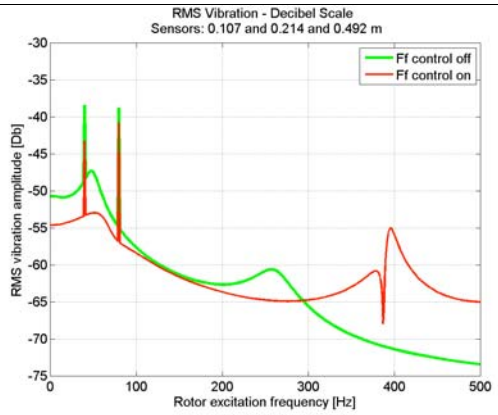


Figura 8.40 – Comportamento da corrente elétrica no MMA1 (---) e MMA2 (___)e da redução da vibração RMS do rotor ao se controlar perturbações síncronas para o caso de dois sensores acoplados ao longo do rotor Modelo 3.

A Figura 8.40 mostra que o sistema com dois sensores e dois atuadores apresentou-se mais instável e com menor desempenho que a arquitetura de controle empregada no caso da Figura 8.35. Dessa forma, procede-se para a análise com 2 atuadores e 3 sensores de erro.

8.3.5 – ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS SISTEMA DE CONTROLE COM TRÊS SENSORES DE ERRO ACOPLADOS AO ROTOR MODELO 3

A fim de retomar a estabilidade do rotor e elevar a desempenho do sistema de controle obtido para o caso de um sensor e um atuador no Modelo 3, investigou-se o comportamento do sistema para três sensores de erro de maneira similar aos casos investigados anteriormente. A Figura 8.41 trás os resultados para o caso do rotor operando a 4800 rpm com perturbações sub-síncrona e síncrona em 40 Hz e 80 Hz.



Redução RMS (%)	
Sub-síncrona	**Síncrona**
66,49	36,98
Local dos sensores (m)	
0,107; 0,385 e 0,599	

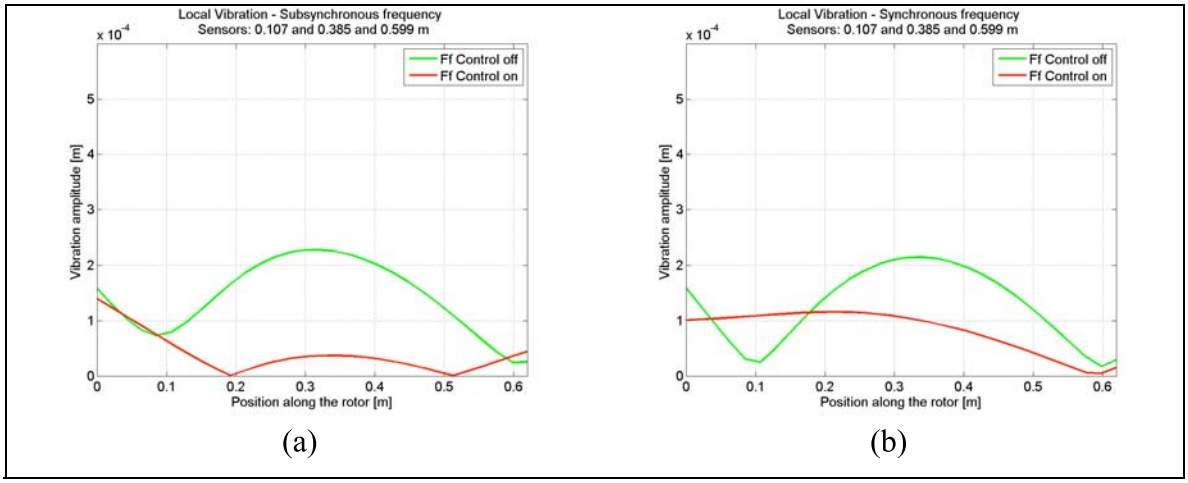
Avisos para o MMA1
Superou a força de saturação na freqüência síncrona: 54,826 N
Superou a corrente de saturação na freqüência síncrona: 1,671 A
Avisos para o MMA2
(Não houve avisos)

Figura 8.41 - Resultados do rotor Modelo 3 para três sensores de erro e freqüências sub-síncrona e síncrona em 40Hz e 80Hz, respectivamente.

A partir dos avisos encontrados na Figura 8.41, constata-se que o controle é realizável na freqüência sub-síncrona e, dessa forma, as solicitações no MMA 1 é de 16,357 N e 0,579 A, e no MMA 2 é de 9,206 N e 0,326 A. Para um controle realizável na freqüência síncrona (sem saturações nos MMAs), o código computacional empregado resulta que os sensores para o sistema de controle sejam alocados em 0,107 m, 0,214 m e 0,492 m, fornecendo uma redução de vibrações RMS (na freqüência síncrona) de 36, 27%. Para este caso, as solicitações no MMA 1 são de 49,106 N e 1,497 A, e no MMA 2 são de 2,598 N e 0,079 A.

A seguir apresenta-se na Figura 8.42 o comportamento das vibrações locais para o caso exposto na Figura 8.41 de controle realizável na freqüência sub-síncrona, e na Figura 8.43 o casos do controle realizável na freqüência síncrona, ambos com arranjos de sensores que fornecem comportamentos semelhantes no rotor em análise, mas que acarretam saturações nos MMAs para diferentes casos. Este tipo de controle realizado separadamente em cada freqüência determinística com diferentes arranjos de sensores selecionados pelo próprio sistema de controle é apresentado apenas como uma "solução elegante" para o caso de controle de vibrações em estudo, não sendo muito utilizado na prática. Vale observar que com a adição de mais um sensor o sistema voltou a se estabilizar. Entretanto, as reduções locais

nos pontos onde se encontram os sensores não são mais 100% (como nos casos de um e dois sensores) e sim os valores apresentados nas Tabelas 8.15 e 8.16.

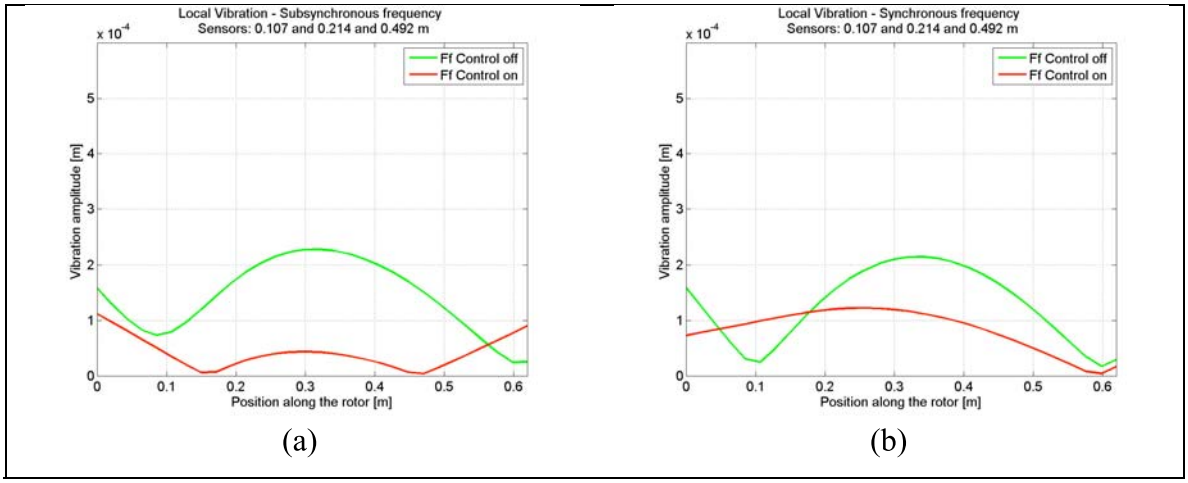


(a) (b)

Figura 8.42 - Vibração local ao longo do rotor do Modelo 3 com três sensores (0,107 m; 0,385 m e 0,599 m) na freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona.

Tabela 8.15 – Redução da vibração local nos pontos de alocação dos sensores para o caso exposto nas Figuras 8.41

Freqüências	**Redução local (%)**		
	0,107 m	**0,385 m**	**0,599 m**
Sub-síncrona	26,28	83,94	-43,61
Síncrona	-342,29	57,45	72,86



(a) (b)

Figura 8.43 - Vibração local ao longo do rotor do Modelo 3 com três sensores (0,107 m; 0,214 m e 0,492 m) na freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona.

Tabela 8.16 – Redução da vibração local nos pontos de alocação dos sensores para o caso exposto nas Figuras 8.41 e 8.42.

Freqüências	Redução local (%)		
	0,107 m	0,214 m	0,492 m
Sub-síncrona	66,04	87,22	88,74
Síncrona	-160,54	52,21	57,01

Completou-se a análise do comportamento das vibrações locais ao obter-se a superfície gerada pelas as curvas das vibrações locais para cada arranjo possível dos sensores alocados nos nós do rotor (4060 possíveis combinações). Essas superfícies foram obtidas para a freqüência sub-síncrona e síncrona e suas magnitudes foram normalizadas com o valor do *gap* dos MMAs. Devido ao elevado número de combinações dos sensores, a Figura 8.44 é apresentada com interpolação de cores entre os resultados. Mais uma vez, afirma-se que as vibrações locais na região entre o disco desbalanceado e o MMA 2 são atenuadas quando os sensores se concentram nesta parte, entretanto, ocorrem maiores vibrações nas outras partes do rotor, especialmente na freqüência síncrona, que apresenta níveis mais elevados.

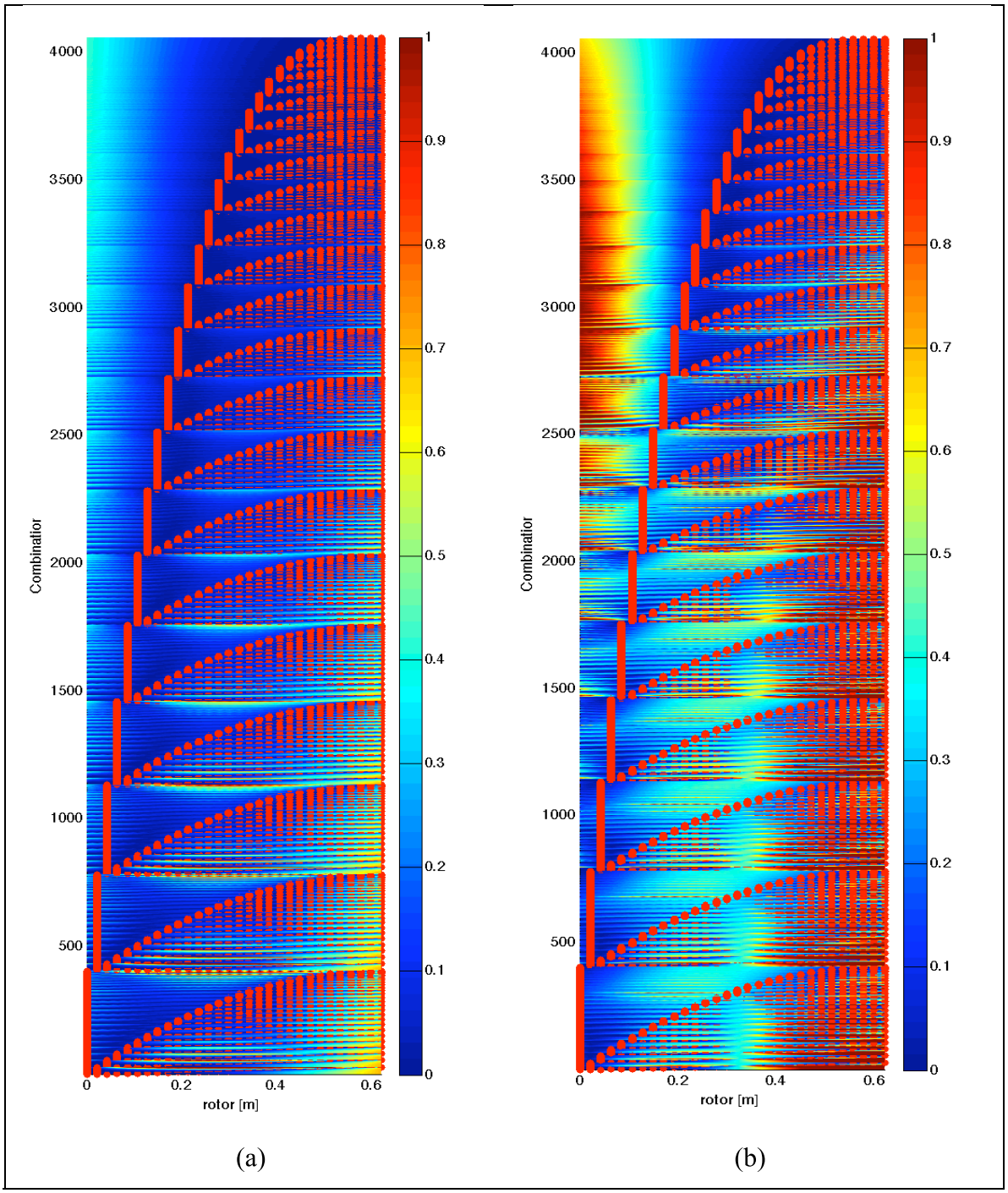


Figura 8.44 – Vista superior da superfície das vibrações locais do rotor Modelo 3 para cada caso de alocação de três sensores de erro na freqüência (a) sub-síncrona e (b) síncrona.

Finalmente, para se analisar a estabilidade deste sistema a partir das atenuações obtidas e das solicitações de corrente elétrica nos MMAs, obteve-se os resultados apresentados na Figura 8.45 para os sensores de erro alocados em 0,107 m; 0,385 m e 0,599 m (posições ótimas apontadas no caso exposto na Figura 8.41).

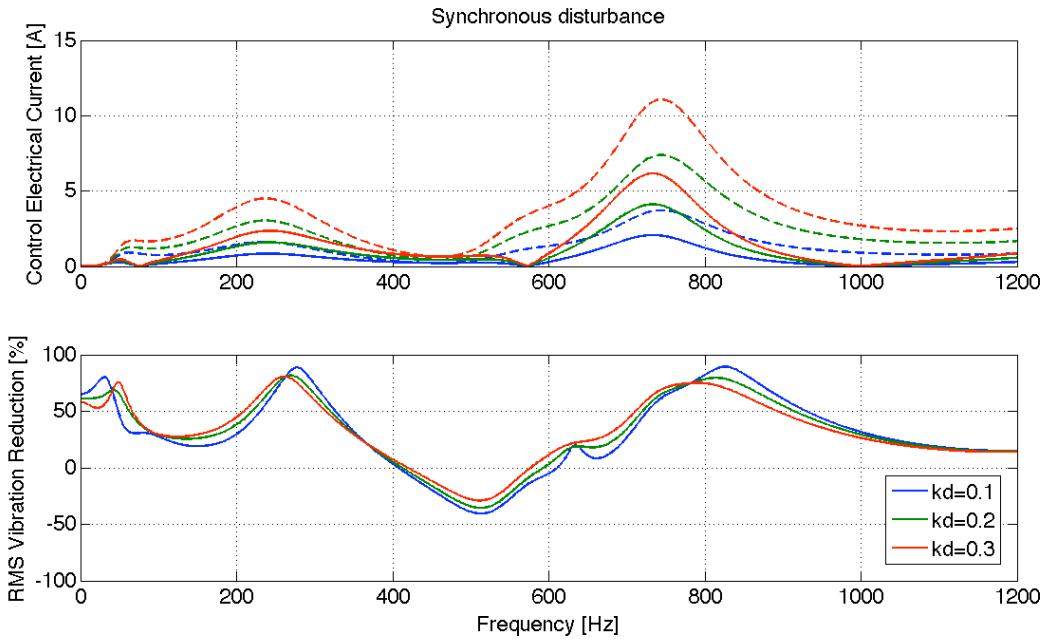


Figura 8.45 – Comportamento da corrente elétrica no MMA1 (---) e MMA2 (___) e da redução da vibração RMS do rotor ao se controlar perturbações síncronas para o caso de três sensores acoplados ao longo do rotor Modelo 3.

Ao comparar-se as Figuras 8.35 e 8.45, pode-se dizer que as instabilidades presentes no sistema ao se usar apenas um sensor e um atuador foram eliminadas ao se usar dois atuadores e três sensores. Além disso, constata-se que as instabilidades presentes no sistema de dois sensores para freqüências superiores a 50 Hz (Figura 8.40) foram estabilizadas e as porcentagens de reduções RMS se apresentam significativamente maiores neste caso, apontando o uso de três sensores e dois atuadores a arquitetura de controle com maior desempenho no controle ativo de vibração nos modelos apresentados.

CAPÍTULO 9

CONCLUSÕES

9.1 – CONCLUSÕES

Para que fosse realizada uma análise teórica do desempenho do controle ativo *feedforward* associado com o controle *feedback*, foram apresentados 3 modelos de rotores sendo eles o Modelo 1, que está apoiado em dois mancais convencionais e faz uso de um mancal magnético como atuador, o Modelo 2, que possui o eixo em suspensão por dois mancais magnéticos comandados por um sistema de controle *feedback* os quais são usados como atuadores da técnica de o controle *feedforward* para atenuar as vibrações, e o Modelo 3, semelhante ao Modelo 2, mas não possui a massa distribuída simetricamente ao longo do eixo, característica comum em turbomáquinas. A idealização destes modelos teve por finalidade comparar o desempenho dos sistemas de controle entre o Modelo 1 e o Modelo 2 ao associar-se o controle *feedforward* ao controle *feedback*. O Modelo 3 permite a análise de como a técnica de controle *feedforward* associada com a *feedback* atenua as vibrações locais em eixos com a distribuição de massa não simétrica. Dessa forma, apresenta-se neste capítulo algumas conclusões gerais obtidas com o estudo destes 3 modelos de rotores, nos quais foram empregadas estratégias de controle já muito bem estudadas na literatura e em crescente aplicações práticas para se atenuar ruídos e vibrações em estruturas.

No controle *feedback* para o Modelo 1, pôde-se observar um ótimo desempenho nas atenuações das vibrações RMS e vibrações locais a partir da alocação do MMA na posição

ótima, ou seja, próxima ao disco rígido onde são geradas as forças de excitação do rotor. Entretanto, em casos onde o MMA não consegue controlar as vibrações devido às altas freqüências e modos vibracionais superiores (PERINI; NASCIMENTO, 2008) ou mesmo não sendo fisicamente possível de ser instalado na posição ideal para este tipo de controle, torna-se necessário aplicar a estratégia de controle *feedforward*, a qual favorece a atenuação de vibrações nos locais onde os sensores de erro forem posicionados.

A partir das estratégias de controle utilizadas e da metodologia empregada, pode-se afirmar que a análise da seleção dos atuadores deve ser realizada antes de se aplicar o controle *feedforward* afinal, para determinados casos, o uso de apenas um sensor e um atuador pode apresentar bons desempenhos, como por exemplo, para atenuação de vibrações determinísticas próximas da primeira freqüência crítica apresentadas no Modelo 2 e no Modelo 3. Entretanto, devido às respostas modais dos sistemas analisados, a arquitetura de controle com dois atuadores e três sensores foi a que apresentou melhores desempenhos para a atenuação de vibrações, não deixando os sistemas apresentarem instabilidades em toda a faixa de freqüências analisada. Assim, a definição de quantos sensores e atuadores devem ser empregados em um sistema de controle, para uma determinada máquina rotativa, está condicionada à velocidade de operação da máquina, e conseqüentemente, à sua resposta modal. É importante ressaltar que no processo de arranque (*start up*) ou de parada de uma máquina ela passa por toda a faixa de freqüências desses regimes transientes e o posicionamento estratégico de sensores para atenuar vibrações em freqüências determinísticas se faz necessário, principalmente se o sistema rotativo passar por algumas freqüências de ressonância, região na qual o sistema de controle adaptativo analisado demonstrou grande eficiência. Assim, o principal beneficio encontrado entre os casos de diferentes números de atuadores e sensores, além do nível de atenuações obtidas, é a estabilidade (ausência de picos elevados de aumento de vibrações RMS e de correntes de controle tendendo ao infinito) que a estratégia de controle escolhida garante ao sistema em toda a faixa de freqüência analisada para as freqüências de perturbação, sendo o melhor caso encontrado no sistema com dois atuadores e três sensores. Para uma faixa mais estreita de freqüência, o sistema com um atuador e um sensor também pode ser usado com um desempenho satisfatório.

Para a análise de vibrações locais, constatou-se que este tipo de controle adaptativo pode fornecer ótimos resultados, atingindo atenuações de 100% nos pontos onde as vibrações são monitoradas quando utilizou-se um controlador com um sensor e um atuador e também com dois sensores e dois atuadores. Entretanto, estes dois casos apresentaram instabilidades ao se analisar a atenuação perturbações síncronas na faixa de 1-1200 Hz e salienta-se que,

apesar das reduções locais de 100%, haverá um aumento do nível de vibrações em outros pontos do rotor. Já no caso dos sistemas com três sensores e dois atuadores, as instabilidades foram superadas e, apesar do bom desempenho para atenuação de vibrações RMS e locais, as reduções nos locais dos sensores não foram mais de 100%.

Ao se analisar os locais dos sensores fornecidos pelos códigos computacionais em cada caso de controle nos modelos analisados, pôde-se concluir que em casos como no Modelo 2, onde a distribuição de massa encontra-se relativamente bem distribuída ao longo do rotor, ao utilizar-se um atuador e um sensor, recomenda-se fixar o sensor próximo ao atuador para se obter melhores desempenhos. Ao utilizar-se dois atuadores e dois sensores, é recomendável que se posicione os sensores próximos aos atuadores. E, no último caso analisado, ao utilizar-se dois atuadores e três sensores, aconselha posicioná-los próximos dos atuadores e do disco rígido.

No caso do Modelo 3, que exemplifica um rotor com uma assimetria na distribuição de massa, ao utilizar-se um atuador e um sensor, recomenda-se o posicionamento do sensor no MMA mais distante da posição do disco rígido (mesmo este não sendo o atuador). Para o caso de dois atuadores e dois sensores, observa-se uma tendência dos sensores de se aproximarem da fonte de excitação, sendo um deles posicionado próximo ao ponto médio da região entre o disco rígido desbalanceado e o atuador mais afastado. Para o último caso analisado, ao utilizar-se dois atuadores e três sensores, recomenda-se posicionar os sensores próximos aos atuadores e observa-se uma tendência de aproximação do terceiro sensor para mais perto da fonte de excitação.

Dessa forma, a partir da metodologia empregada nesta pesquisa, pode-se constatar que a atenuação de perturbações determinísticas é muito difícil de ser obtida a partir de uma estratégia de controle simples, podendo envolver o uso de vários sensores e atuadores ou até mesmo o uso de métodos indiretos para calcular-se o "erro" a ser minimizado no controle *feedforward*. Um bom exemplo é mostrado no trabalho de Shi et al. (2004), que além de realizar um controle adaptativo a partir da minimização do sinal de erro do deslocamento do eixo na posição do sensor ou a partir da minimização da corrente de controle envolvida no controle *feedback* (método direto), também apresenta-se um método indireto para obtenção do erro. Neste método indireto, o sinal de erro no controle adaptativo é calculado a partir do sinal de erro do deslocamento do eixo (ou corrente de controle nos MMAs) subtraído do sinal de saída do filtro adaptativo (ou seja, não considera o efeito do controle *feedback*). Ambas as estratégias foram bem sucedidas, e o trabalho apresenta resultados consideráveis na atenuação de perturbações síncronas próximas às freqüências críticas.

Com os gráficos apresentados para se observar o grau de atenuação das vibrações antes e depois do controle ativo pôde-se constatar que o modelo teórico escolhido para análise mostrou-se eficiente. Isso se deve ao fato de uma modelagem que, apesar de não muito complexa, adota um método numérico eficiente condizente com resultados já obtidos com pesquisas experimentais com mancais magnéticos ativos. Como exemplo, Kasarda et al. (2004) demonstraram experimentalmente que a localização do amortecedor magnético (*AMD*) em um rotor com um disco rígido e dois mancais magnéticos possui um importante papel no desempenho do controle devido às formas modais, e reportou que uma significante redução, acima de 93%, foi atingida em vibrações sub-síncronas. Também obteve aumentos nos níveis de vibrações na resposta do sistema para vibração síncrona (aumento de 218% em um caso). A pesquisa aponta que o aumento da rigidez do sistema, que leva a velocidade crítica próxima à velocidade de operação do rotor, como sendo um dos motivos do aumento das vibrações síncronas.

Neste trabalho também apresentou-se o comportamento da corrente elétrica e da força de controle necessária a ser aplicada pelo atuador. Demonstrou-se a importância de serem determinadas a força e a corrente de controle, isso porque o atuador possui esses parâmetros limitados por seu projeto. Também, é muito importante determinar o deslocamento máximo no ponto onde se encontra o atuador para precaver-se de contato entre a parte rotativa do rotor e a estacionária do atuador.

Finalmente, este trabalho também apresenta uma breve explanação da aplicação do controle *feedforward* para depuração de voz em ambientes ruidosos para exemplificar uma das várias aplicações desta técnica de controle para atenuar ruídos acústicos. Esta técnica, que teve seu surgimento no campo da acústica, demonstrou um ótimo desempenho, conseguindo filtrar os ruídos tonais e brancos para fornecer um sinal de voz “limpo” e com ruídos atenuados, facilitando a comunicação em ambientes ruidosos, como por exemplos, em ambientes de processos de fabricação, em cabines de aeronaves e até mesmo em campos de batalha. Também, outras importantes aplicações de controle ativo puderam ser observadas no *Vibration and Acoustic Laboratories* (*Virginia Tech*, EUA), mostrando que o avanço da tecnologia e principalmente dos microprocessadores vem auxiliando a implementação do controle ativo em diversas estruturas.

9.2 – SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Algumas sugestões de trabalho futuros são apresentadas para a continuação desta pesquisa, dentre elas podem-se destacar:

- Proceder a uma análise experimental a fim de se obter dados experimentais para comparar com os dados de simulação;
- Empregar o usos de métodos indiretos de cálculo do sinal de erro do controle *feedforwar*d;
- Aplicar o controle *feedforward* no domínio do tempo;
- Comparar o desempenho do sistema *feedforward* com o desempenho de técnicas de controle *feedback* ótimo, como por exemplo, o controle LMI (*Linear Matrix Inequalities*);
- Fazer uma análise mais apurada, por elementos finitos, das solicitações de força e de corrente de controle e das influências destes parâmetros sobre o eixo do rotor.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AENIS, M.; KNOFF, E.; NORDMANN, R. Active magnetic bearings for the identification and fault diagnosis in turbomachinery. *Mechatronics*, Oxford, v. 12, p. 1011-1021, 2002.

ALLAIRE, P. E. et al. Magnetic bearings. In: *HANDBOOK of tribology and lubrication*, Charlottesville: S.n., 1993.

ALLAIRE, P. E. et al. Rotor power losses in planar radial magnetic bearings – effects of number of stator poles, air gap thickness and magnetic flux density. *Journal of Engineering for Gas Turbines and Power*, New York, v. 121, n.4, p 691-696, 1999.

ANGEVINE, O.L. Active cancellation of the hum of large electric transformers. In: PROCEEDINGS OF INTER-NOISE'92, 1992, Toronto, Canada. *Proceedings of the...* Toronto: S.n., 1992. p. 313-316.

ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. *Computer controlled systems*: theory and design. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1984.

AUCHET, S.; CHEVRIER, P.; LACOUR, M.; LIPINSK, P. A. A new method of cutting force measurement based on command voltages of active electro-magnetic bearings. *International Journal of Machine Tools & Manufacture*, Oxford, v. 44, p. 1441-1449, 2004.

BENDAT, J.S.; PIERSOL, A.G. *Random data.* 2.ed. New York: John Wiley and Sons, 1986.

BODSON, M.; DOUGLAS, S. C. Adaptive algorithms for the rejection of sinusoidal disturbances with unknown frequency. *Automatica*, Elmsford, v. 33, n.12, p. 2213-2221, 1997.

BONELLO, P.; BRENNAN, M. J. Modeling the dynamic behavior of a supercritical rotor on a flexible foundation using the mechanical impedance technique. *Journal of Sound and Vibration*, London, v. 239, p. 445-466, 2001.

BOUCHER, C.C.; ELLIOTT, S.J.; NELSON, P.A. The effect of errors in the plant model on the performance of algorithms for adaptive feedforward control. *Special Issue of the Proceedings of Institution of Electrical Engineers*, Pt F, New York, v. 138, p. 313-319, 1991.

BRENNAN, M. J.; ELLIOTT, S. J.; PINNINGTON, R. J. Strategies for the active control of flexural vibration on a beam. *Journal of Sound and Vibration*, London, v. 186, n.4, p. 657 – 688, 1995.

CHAPLING, G.B.B. Anti-sound – the Essex breakthrough. *Chartered Mechanical Engineer*, London, v. 30, p. 41-47, 1983.

CHEN, K.; TUNG, P.; TSAI, M.; FAN, Y. A self tuning fuzzy PID-type controller design for unbalance compensation in an active magnetic bearing. *Expert Systems with Applications,* New York, v. 36, p. 8560-8570, 2009.

CHIBA, A.; DEIDO, T.; FUKAO, T.; RAHMAN, M.A. An analysis of bearingless AC motors. *Energy Conversion IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, New York, v. 9, p. 61-68, 2002.

CHIBA, A.; FUKAO, T.; ICHIKAWA, O.; OSHIDA, M.; TAKEMOTO M.; DORREL, D.G. *Magnetic bearings and bearingless drives*. Oxford: Elselvier, 2005.

CLARK, G. A.; MITRA, S. K.; PARKER, S. R. Block implementation of adaptive digital filters. *IEEE Transactions on Circuits Systems*, New York, v.CAS-28, p. 584–592, 1981.

CLARK, R.L.; SAUNDERS, W.R; GIBBS, G.P. *Adaptive structures*: dynamics and control. New York: Wiley, 1998.

COLE, M. O.; KEOGH, P. S.; SAHINKAYA, M. N.; BURROWS, C. R., Towards fault-tolerant active control of rotor-magnetic bearing systems. *Control engineering Practice*, Oxford, v. 12, p. 491-501, 2004.

CONOVER, W.B. Fighting noise with noise. *Noise Control,* Lancaster, v. 2, p. 78-82, 1956.

ELLIOT, S. J.; NELSON P. A. *Models for describing active noise control in ducts.* Southampton: ISVR, 1984. (Technical Report, 127).

ELLIOTT, S. J. ;NELSON, P. A. Multiple point equalization in a room using adaptive digital filters. *Journal Audio Engineering Society*, New York, v.37, n.11, p. 899-908, 1989.

ELLIOTT, S. J. Tyndall Medal Lecture: Active control of structure-borne sound. *Proceedings of Institute of Acoustics*, Southampton, v. 15, n.3, p. 93-120, 1993.

ELLIOT, S. J. *Signal processing for active control.* Southampton: Institute of Sound and Vibration Research, University of Southampton, Academic Press, 2001.

ELLIOTT, S. J.; STOTHERS, I.M.; NELSON, P. A. An error LMS algorithm and its application to the active control of sound and vibration. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions of acoustics, Speech and Signal Processing*, ASSP, New York, v. 35, p. 1423-1434, 1987.

ELLIOT, S.J.; BILLET,L. Adaptive control of flexural waves propagating in a beam. *Journal of Sound and Vibration*, London, v.163, 295-310, 1993.

FULLER, C.R.; ELLIOT, S.J.; NELSON, P.A. *Active control of vibration*. London: Academic Press, 1996.

FURTADO, R. M. *Desenvolvimento de um atuador magnético para excitação sem contato de sistemas rotativos.* 2008. Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) - Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2008.

GOMES, R. R.; SANTISTEBAN, J. A.; STEPHAN, R. M. Optimized Performance of a Motor-Bearing. *Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering*, Rio de Janeiro, v. 2, p. 417-424, 2006.

GOODWIN, G. C.; SIN, K. S. *Adaptive filtering: prediction and control.* Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1984.

HU, Y.; NG, A. Active robust vibration control of flexible structures. *Journal of Sound and Vibration*, London, v.228, p. 43-56, 2005.

HAYKIN, S. Adaptive Filter Theory. *Prentice- Hall*, Englewood Cliffs, New Jersey, 1996.

JANG, M.; CHEN, C.; TSAO, Y. Sliding mode control for active magnetic bearing system with flexible rotor. *Journal of the Franklin Institute*, Elmsford, v. 342, p. 401-419, 2005.

JI, J. C.; LEUNG, A. Y. T. Non-linear oscillations of a rotor-magnetic bearing system under superharmonic resonance condition. *International Journal of Non-Linear Mechanics*, Elmsford, v.38, p. 829-835, 2003.

JOHNSON, C.R. Jr. *Lectures on adaptive parameter estimation*. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1988.

JOHNSON, M.E.; ELLIOT, S.J. An equivalent source technique for calculating the sound field inside an enclosure containing scattering objects. *Journal of the Acoustical Society of America,* New York, v. 104, p.1221–1231, 1998.

JOHNSON, M. E.; NASCIMENTO, L. P.; KASARDA, M. E.; FULLER, C. R. The effect of actuator and sensor placement on the active control of rotor unbalance. *Journal of Vibration and Acoustics*, London, v. 125, p. 365-373, 2003.

JOHNSON, M. E.; TOSO, A.; PERINI, A. E.; GILLETT, P.; HARRIS, D. Microphone array optimization and signal processing for a hearing restoration headset. In: PROCEEDINGS OF AES 127TH CONVENTION, 127, 2009, New York. *Proceedings of the...* New York: S.n., 2009. (Paper 134).

KASARDA, M. E., An overview of active magnetic bearings technology and applications. *Shock and Vibration Digest,* Washington, v.32, n.2, p.91-99, 2000.

KASARDA, M. E.; MENDOZA, H.; KIRK, R. G.; WICKS, A. Reduction of subsynchronous vibration in a single-disk rotor using an active magnetic damper. *Mechanics Research Communications*, Elmsford, v. 31, p. 689-695, 2004.

KHANFIR, H.; BONIS, M.; REVEL, P. Improving waviness in ultra precision turning by optimizing the dynamic behavior of a spindle with magnetic bearings. *International Journal of Machine Tools & Manufacture*, Oxford, v. 45, p. 841-848, 2005.

KIRK, R. G.; MILLER, W. H. The influence of High Pressure oil Seals on Turbo-Rotor Stability, In: PROCEEDINGS OF ASLE/ASME LUBRICATION CONFERENCE, 1977, Kansas City. *Proceedings of the...* Kansas City: S.n., 1977.

KRAMER, E. *Dynamics of rotors and foundations*. Berlin: Springer Verlag, 1993.

KROPP, W.; SVENSSON, P.U. Application of the time domain formulation of the method of equivalent sources to radiation and scattering problems. *Acustica*, Sttutgart, v. 81, p. 528–543, 1995.

KWON, Y. W.; BANG, H. *The finite element method using MATLAB*. Florida: *CRC*, 1997.

LUEG, P. *Process of silencing sound oscillations*. 1982. (US Patent No. 2043416).

LYON, R. H. *Machinery noise and diagnostics*. London : Butterworths, 1990.

MANI, G.; QUINN, D. D.; KASARDA M. Active health monitoring in a rotating cracked shaft using active magnetic bearings as force actuators. *Journal of Sound and Vibration,* London, v. 294, p. 454–465, 2006.

MEIROVITCH, L. *Dynamics and control of structures*. New York: John Wiley and Sons, 1990.

MORGAN, D. R. An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, New York, ASSP-28, p. 454-467, 1980.

NELSON, H. D.; McVAUGH, J. M. The Dynamic of rotor-bearing systems using finite elements. *ASME Journal of Mechanical Design*, paper 79-WA/DE-5, 1975.

NELSON, P. A.; ELLIOTT, S. J. *Active control of sound.* London: Academic Press, 1992.

NEUBERT, V. H. Mechanical impedance: modelling/analysis of structures. *Naval sea systems command*, Code NSEA-55N, 1987.

OCHMANN, M. The full-field equations for acoustic radiation and scattering. *Journal of the Acoustical Society of America*, New York, v. 105, p. 2574–2584, 1999.

OLMOS, S.; SÖRNMO, L.; LAGUNA, P. Block adaptive filters with deterministic reference inputs for event-related signals: BLMS and BRLS. *IEEE Transactions on Signal Processing*, New York, p.1102-1112, v. 50, n.5, 2002.

OPPENHEIM A. V.; SHAFTER R. W. *Digital signal processing.* Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1975.

OSLON, H. L.; MAY, E. G. Electronic Sound absorber. *Journal of the Acoustical Society of America*, New York, v. 25, n.6, p. 1130-1136, 1953.

PAPOULIS, A. *Signal analysis*. New York: McGraw Hill, 1984.

PERINI, E. A.; NASCIMENTO, L. P. Análise de reduções de vibrações globais e locais de rotores utilizando atuadores magnéticos ativos. In: CONGRESSO NACIONAL DE ESTUDANTES DE ENGENHARIA MECÂNICA, 14, 2007, Uberlândia. **Anais...** Uberlândia: UFU, 2007. (CD-ROM).

PERINI, E. A.; NASCIMENTO, L. P. Análise da força de controle em máquinas rotativas segundo suas frequências críticas utilizando atuadores magnéticos ativos. In: CONGRESSO NACIONAL DE ENGENHARIA MECÂNCIA, 5, 2008, Salvador. *Anais...* Salvador: S.n., 2008. p. 1-11.

PERINI, E. A.; BUENO, D. D.; KOROISHI, E. H.; LOPES Jr V.; NASCIMENTO, L. P. Vibration control using active magnetic actuators with the LQR technique. In: BRAZILIAN CONFERENCE ON DYNAMICS CONTROL AND APPLICATIONS, 7, 2008, Presidente Prudente. *Anais...* Presidente Prudente: S.n., 2008a. p. 6.

PERINI, E. A.; BUENO, D. D.; SANTOS, R. B.; LOPES Jr., V.; NASCIMENTO, L. P. Rotation machinery vibration control based on poles allocation using magnetic actuators. In.:

PROCEEDINGS OF INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENGINEERING OPTIMIZATION *(EngOpt)*, 2008, Rio de Janeiro. *Proceedings of the...* Rio de Janeiro: S.n., 2008b. p. 8.

PERINI, E. A.; KOROISHI, E. H.; BUENO, D. D.; LOPES Jr., V.; NASCIMENTO, L. P. Active control in rotting machinery using magnetic actuators with linear matriz inequalities (LMI) approach. In: PROCEEDINGS OF IMAC : A CONFERENCE AND EXPOSITION ON STRUCTURAL DYNAMICS, 27, 2009, Orlando. *Proceedings of the...* Orlando: S.n., 2009. p.8, 2009.

PESTEL, E. C.; LECKIE, F. A. *Matrix methods in elastomechanics*. New York: McGraw-Hill, 1963.

PIPER, G. E.; WATKINS, J. M.; THORP, O. G. Active control of axial-flow fan noise using magnetic bearings. *Journal of Vibration and Control*, Thousand Oaks, v.11, p.1221-1232, 2005.

POOLE, L. A.; WARNAKA, G. E.; CUTTER, R. C. The implementation of digital filters using a modified Widrow-Holf algorithm for the adaptive cancellation of acoustic noise. *Proceedings of the International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing*, v. 2, 1984.

POST, J. T.; SILCOX, R. J. Active control of the forced response of a finite beam. In: PROCEEDINGS OF NOISE-CON'90, 1990, Austin. *Proceedings of the...* Austin: S.n., 1990. p. 197 – 202.

RABINER L.R.; GOLD B. Theory and application of digital signal processing. New York: Prentice Hall, 1975.

ROSS C.F. An algorithm for designing a broadband active sound control system. *Journal of Sound and Vibration*, London, v. 80, p. 373-380, 1982.

ROSS, C.F. *Active control of sound.* 1980. Thesis (PhD) - *University of Cambridge*, England, 1980.

ROURE, A. Self adaptive broadband active sound control system. *Journal of Sound and Vibration*, London, v.101, p. 429-441, 1985.

RUBIN, S. Mechanical imittance and transmission matrix concepts. *Journal of the Acoustical Society of America*, New York, v. 41, p. 1171-1179, 1967.

SCHWEITZER, G.; BLEURER, H.; TRAXLER, A. *Active magnetic bearings*. Zurich: Hochschulverlag AG. ETH, 1994. 244p.

SHI, J.; ZMOOD, R.; QIN, L. Synchronous disturbance attenuation in magnetic bearing systems using adaptive compensating signals. *Control Engineering Practice*, Oxford, v.12, p.283-290, 2004.

SONDHI, M. M.; BERKLEY, D. A. Silencing echoes on the telephone network. *Proceedings of the Institute of Electrical and Electronics Engineers*, New York, v. 68, p. 948-963, 1980.

SONG, L.; KOOPMANN, G. H.; FAHNLINE, J. B. Numerical errors associated with the method of superposition for computing acoustic fields. *Journal of the Acoustical Society of America,* New York, v. 89, p. 2625–2633, 1991.

STEPHAN, R. M. et al. Superconducting levitation vehicle prototype. *Physica. C, Superconductivity*, Amsterdam, v. 408, p. 932-934, 2004.

WIDROW B.; STEARNS S. D. *Adaptive signal processing*. New York: Prentice Hall, 1985.

WILTGEN, T. E.; ROAN, M. *Adaptive beamforming using ICA for target identification in noisy environments*. 2007. Thesis (Doctor) - Faculty of Virginia Polytechnic and State University, Blacksburg, 2007.

YVES, J. R.; GOUNOT, R.; MUSAFIR, E. Genetic algorithms: a global search tool to find optimal equivalent source sets. *Journal of Sound and Vibration*, London, v. 322, p. 282–298, 2009.

ZHU, C.; ROBB, D. A.; EWINS, D. J. The dynamics of a cracked rotor with an active magnetic bearing. *Journal of Sound and Vibration*, London, v. 265, p. 469-487, 2003.

ANEXO A

TUTORIAL:
APRESENTAÇÃO DE UMA INTERFACE GRÁFICA PARA A UTILIZAÇÃO DOS CÓDIGOS COMPUTACIONAIS DESENVOLVIDOS

Primeiramente, ressalta-se que a interface gráfica foi feita em língua inglesa de maneira a facilitar seu uso com o tema de rotor e mancais magnéticos, além de seguir o idioma internacional para comunicações científicas. A interface gráfica a ser apresentada foi usada para obter os resultados apresentados neste trabalho de pesquisa no que se refere à atenuação de vibração em rotores com mancais magnéticos ativos sob a estratégia de controle *feedback* e também a *feedforward* associada à *feedback* inerente ao funcionamento dos MMAs.

Para se executar a interface gráfica em ambiente *Matlab®,* deve-se executar o arquivo *principal.m*. A primeira janela que aparece é para que o usuário escolha se a simulação do controle de vibração a ser realizada será com a técnica de controle *feedback* ou com a técnica de controle *feedforward* associado com a técnica *feedback*, como mostra a Figura A.1. A opção C*lean data* deve ser executada a cada nova simulação caso o programa não seja anteriormente encerrado pela opção *Exit*, dessa forma, os dados de simulações anteriores serão apagados e não interferirão nos novos resultados. Também nesta janela, encontra-se no canto esquerdo superior um menu chamado *Help*, o qual dá acesso a um arquivo de ajuda (*tutorial.pdf*) que descreve, em

detalhes, como utilizar esta interface gráfica. A Figura A.1 ilustra a janela *Principal* desta interface gráfica. O comando *Systems compare* fornece a opção de se comparar o desempenho dos sistemas de controle simulados a partir das atenuações de vibrações RMS e das vibrações locais e mais detalhes deste comando serão apresentados ao final deste tutorial.

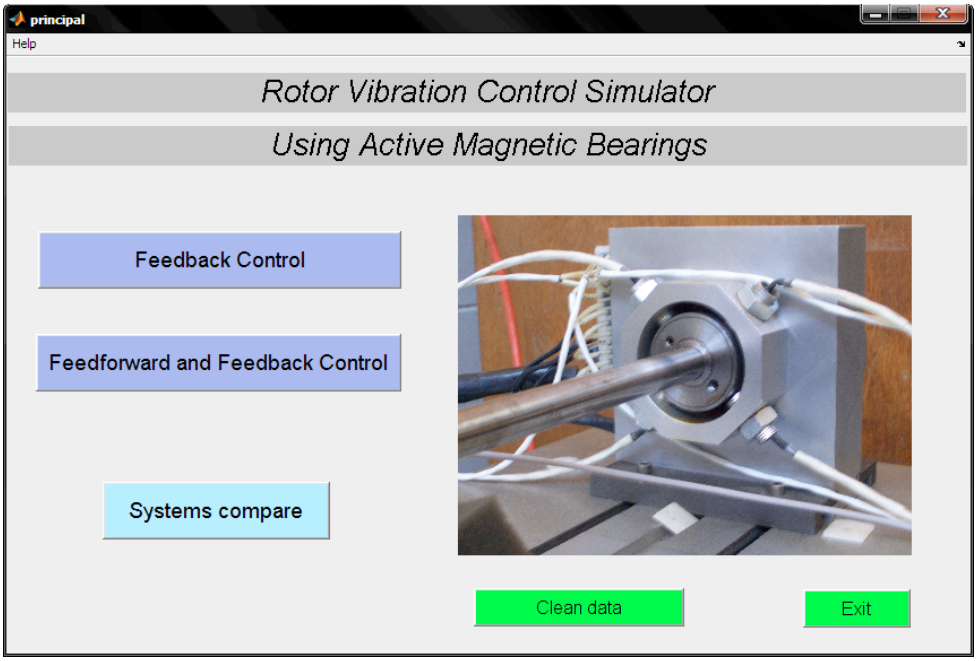


Figura A.1 – Janela *Principal* da interface gráfica em desenvolvimento.

A janela seguinte relativa à opção *Feedback Control*, chamada de *Feedback window*, pode ser observada na Figura A.2, a qual é dividida em entrada de dados (*Data input*) e saída de dados (*Data output*), e apresenta o layout básico do modelo de rotor no qual deve se basear as simulações realizadas com o controle *feedback*. Para que a rigidez e o amortecimento equivalentes do MMA em análise sejam obtidos, escolhe o primeiro o comando *Enter AMB model* e, então, uma segunda janela aparecerá (*AMB and control circuit parameters*) para que os dados do mancal magnético, assim como os dados dos componentes do seu circuito de controle PID, sejam fornecidos, como mostrado na Figura A.3.

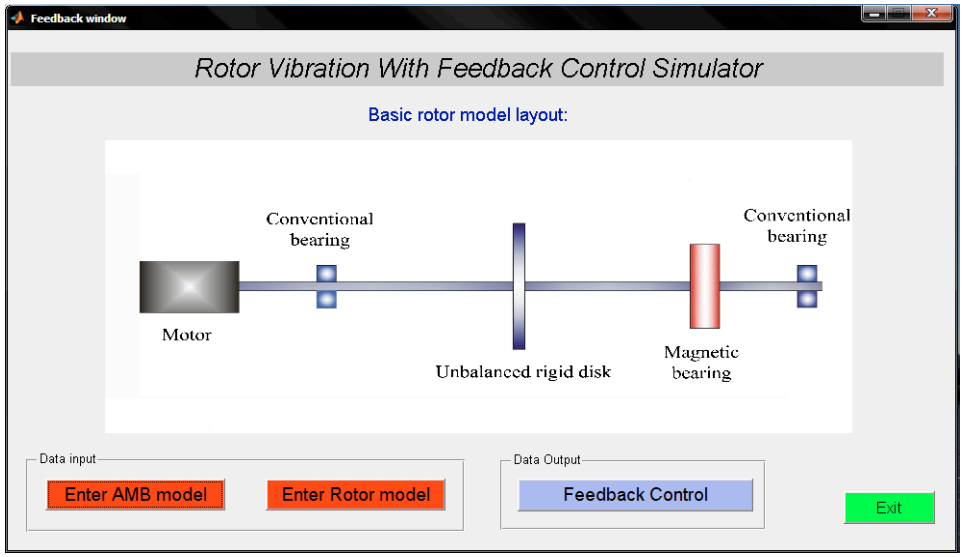


Figura A.2 – Janela *Feedback window* da interface gráfica em desenvolvimento

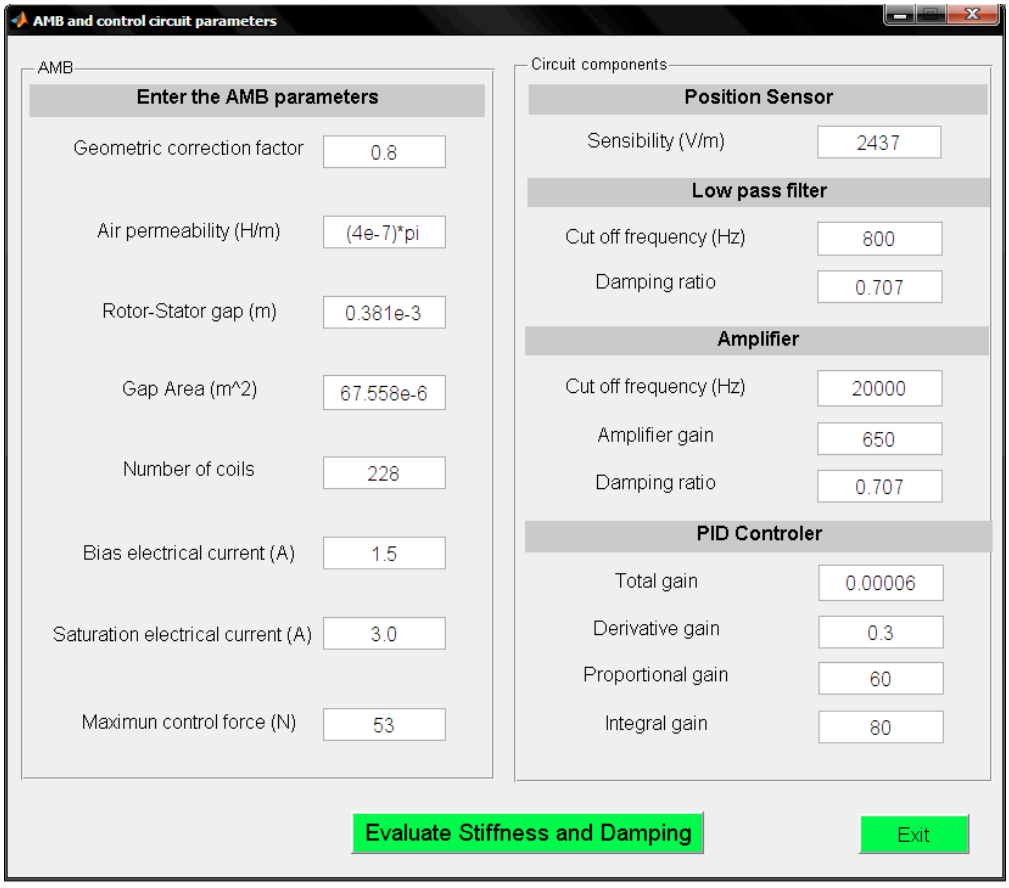


Figura A.3 – Janela *AMB and control circuit parameters*.

Com os campos devidamente preenchidos, aciona-se o botão *Evaluate Stiffness and Damping*, e uma nova janela aparecerá apresentando os valores calculados da rigidez equivalente (K_{eq}) e do amortecimento equivalente (C_{eq}) do MMA analisado, como mostrado na Figura A.4 a seguir,

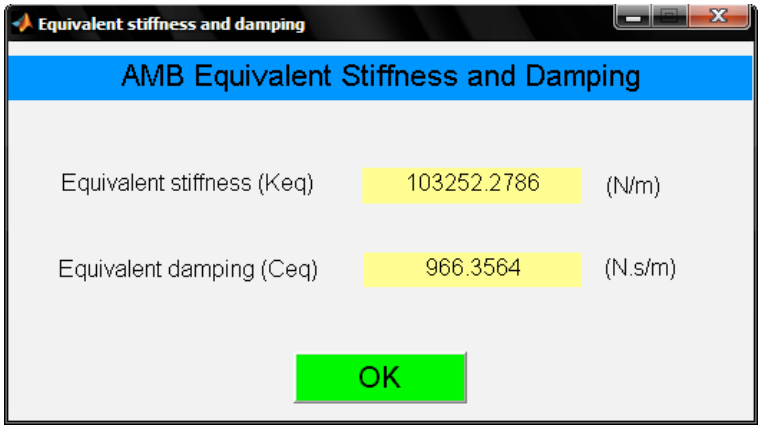


Figura A.4 – Janela *Equivalent stiffness and damping*.

Para simular o controle de vibrações, torna-se necessário a entrada de dados do rotor ainda usando apenas o controle com a técnica *feedback*. Assim, o próximo comando a ser executado é *Enter Rotor model* (segunda opção da janela *Feedback window,* Figura A.2) e, em seguida, uma nova janela aparecerá (*Rotor system setup*, Figura A.5) para que os dados do modelo de rotores similares ao rotor Modelo 1 (conforme esquema apresentado no *layout* da Figura A.2) sejam fornecidos ao programa. Vale salientar que o comando *Feedback control* (Figura A.2) será liberado apenas após a caracterização do modelo feita na janela da Figura A.5.

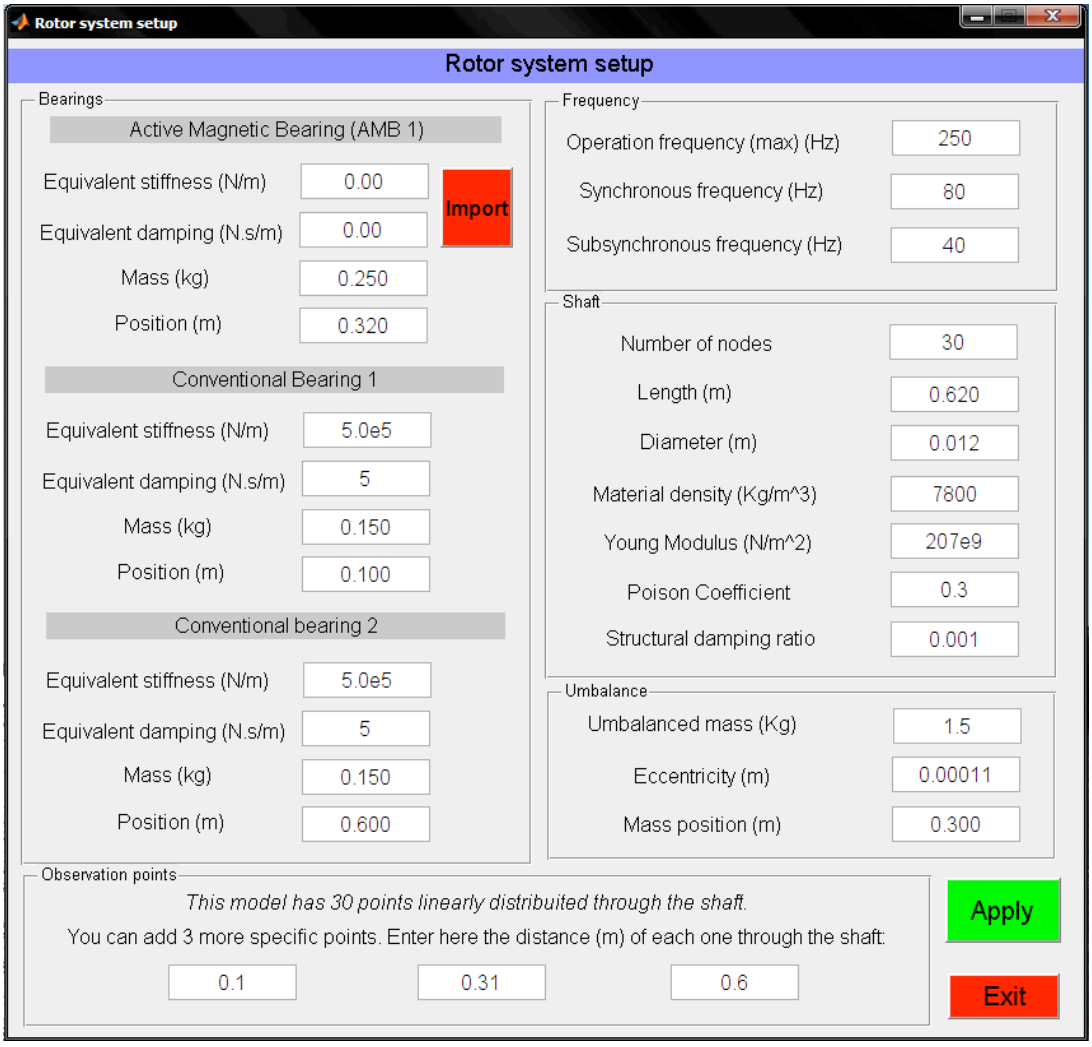


Figura A.5 – Janela *Rotor system setup* para o caso do modelo que utiliza um MMA e dois mancais convencionais.

O comando *Import* dá a opção de se importar os valores da rigidez e amortecimento equivalentes do MMA obtidos anteriormente na janela *Equivalent stiffness and damping* (Figura A.4). Se o comando *Apply* for acionado sem que nenhum valor seja dado para os campos *Equivalent stiffness* e *Equivalent damping*, o programa será não seguirá adiante e uma janela de alerta será exibida, conforme mostra a Figura A.6.

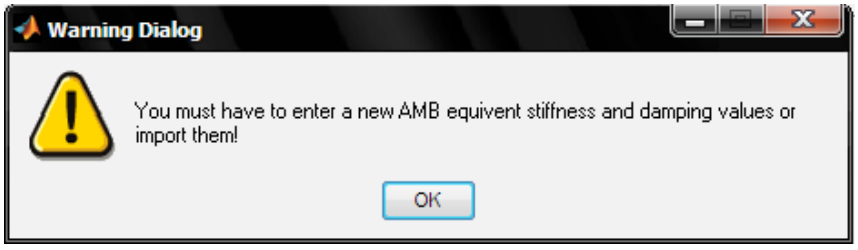


Figura A.6 – Janela de alerta referente à ausência dos valores nos campos *Equivalent stiffness* e *Equivalent damping*.

Ao se clicar em *Apply*, com os devidos valores fornecidos ao programa, os dados serão armazenados e a janela *Feedback window* (Figura A.2) aparecerá novamente. Aciona-se então comando *Feedback Control* (*Data output*) e uma janela chamada *Feedback control* (Figura A.7) aparecerá.

Figura A.7 – Janela *Feedback control*.

Esta janela traz a opção de se realizar os cálculos do sistema cujos dados já foram inseridos no programa e, em seguida, obter-se os gráficos da simulação realizada. Observa-se que, enquanto o comando *Evaluate* não for acionado, o comando *Graphics* não será liberado. Assim, ao se clicar em *Evaluate*, os cálculos do modelo são realizados acompanhados por uma barra (*waiting bar*) que mostra a progressão dos cálculos (Figura A.8) e, em seguida, os valores obtidos são apresentados na janela *Feedback results* (Figura A.9).

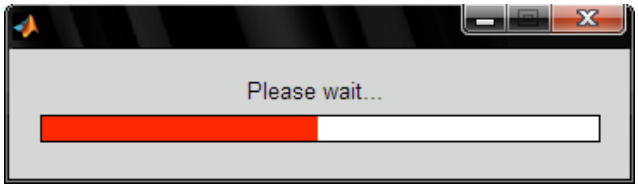


Figura A.8 – Janela que mostra a progressão dos cálculos assim que o comando *Evaluate* é selecionado.

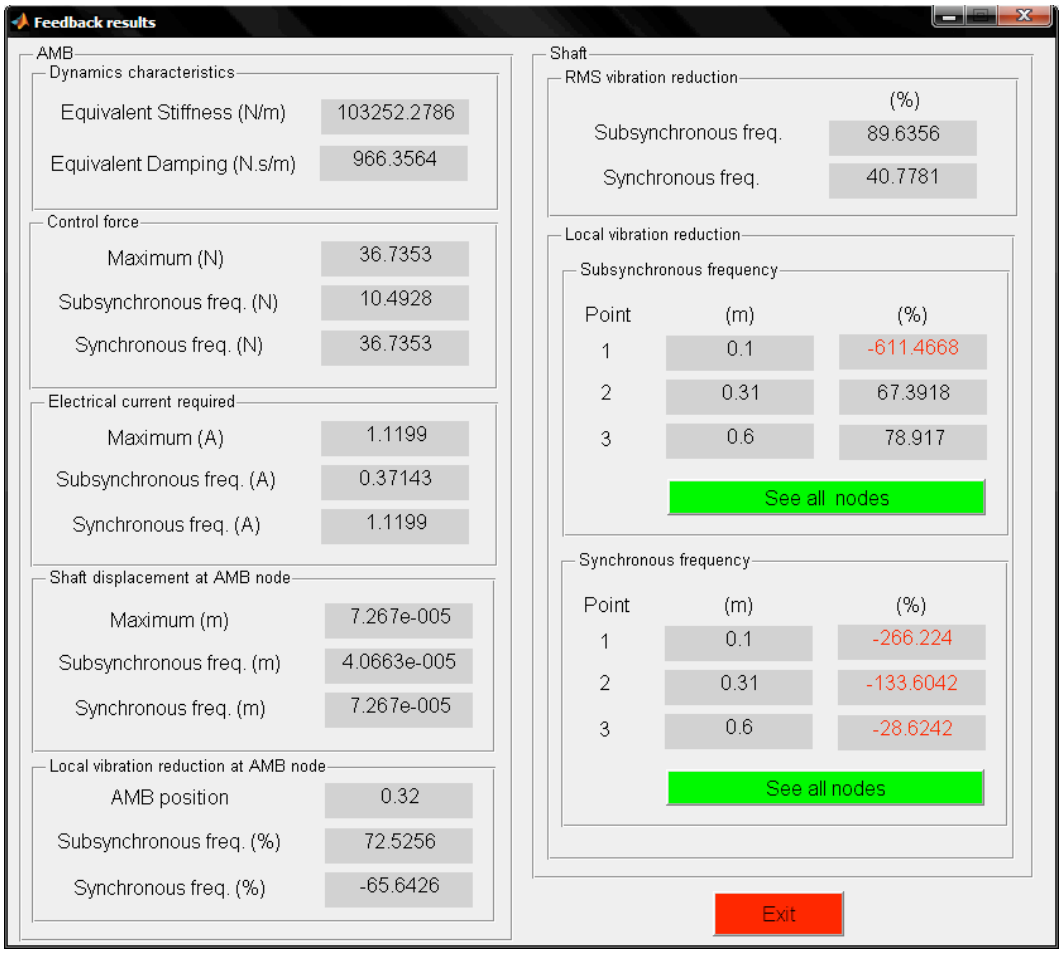


Figura A.9 – Janela *Feedback results*

Nesta janela são mostrados os resultados obtidos e as reduções negativas de vibrações são destacadas em vermelho. Janelas de aviso aparecerão caso os valores da força de controle, corrente elétrica de saturação ou *gap* do MMA forem ultrapassados, além destes valores também serem destacados em vermelho. Um exemplo destas janelas de alerta é mostrada na Figura A.10.

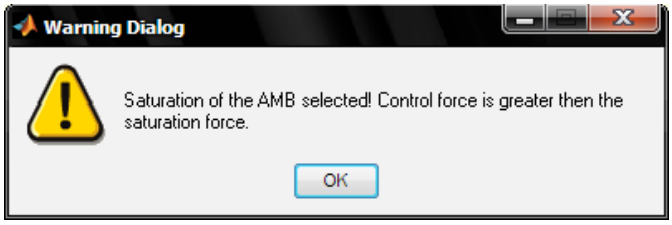


Figura A.10 – Janela de alerta caso a força de controle supere força de saturação do MMA.

Observa-se que a janela *Feedback results* (Figura A.9) está dividida em painéis chamados de *AMB* e *Shatf*, os quais trazem os resultados referentes ao MMA e ao comportamento do eixo do rotor, respectivamente. Dento do painel *Shaft* encontram-se os painéis que trazem os valores das reduções locais para a freqüência sub-síncrona e freqüência síncrona. Estes painéis, além de trazerem os resultados dos valores das reduções locais para os três pontos de observação selecionados anteriormente, também trazem as reduções locais ao longo de todo o rotor para todos os nós linearmente distribuídos ao longo do seu eixo. Esses valores podem ser vistos ao clicar-se na opção *See all nodes* no painel da freqüência sub-síncrona, ou no da freqüência síncrona, e os valores das localizações dos nós ao longo do rotor associados às suas reduções locais são apresentados no *command window* do *Matlab*®. Uma janela de aviso para direcionar o usuário para o *command window* é exibida, conforme mostrada na Figura A.11.

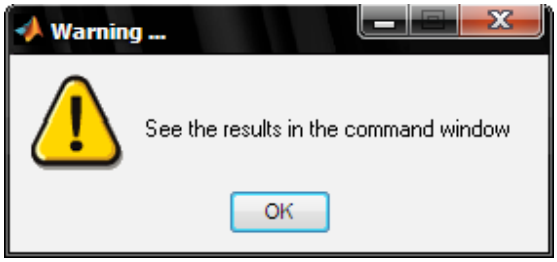


Figura A.11 – Aviso para direcionar o usuário a *command window*.

.

Depois de realizados os cálculos da simulação pelo comando *Evaluate* (Figura A.7), a opção para se obter os gráficos fica liberada e, ao acionar-se o comando *Graphics* na janela *Feedback control* (Figura A.7), surge a janela *Plotting results* (Figura A.12) que fornece a opção de se escolher qual gráfico se deseja obter ou então, acionando-se o último botão, pode-se obter e salvar na pasta *Results* todos os gráficos de uma só vez com nomes já previamente definidos para os arquivos (*RMS_linear, RMS_db, Control_Force, Local_vib_ss, Local_vib_s*,

respectivamente). Os arquivos de imagem são salvos em formato bitmap (.bmp) e em formato de figura do *Matlab*® (.fig) e exemplos destes gráficos obtidos são apresentados nos resultados ao longo do trabalho de pesquisa realizado.

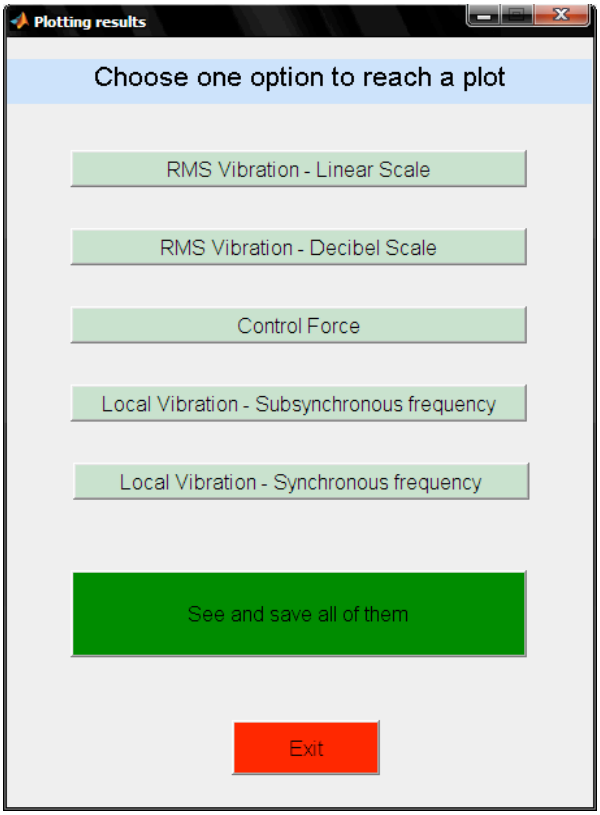


Figura A.12 – Janela *Plotting results*

Uma nova simulação pode ser iniciada ao se retornar à janela *Principal* (Figura A.1) e executar o comando *Clean data* para que dados de simulações anteriores sejam apagados. Caso o programa seja encerrado e executado novamente, não se faz necessário executar esse comando.

Retornando à janela *Principal* e escolhendo-se a opção *Feedforward and Feedback Control*, o programa é direcionado à simulação de modelos que fazem uso de dois mancais magnéticos como suportes (similarmente aos rotores Modelo 2 e Modelo 3 apresentados neste trabalho), como mostra o layout da janela *Feedforward and feedback window* (Figura A.13). Nessa janela, ao selecionar as opções *Enter AMB model 1* e *Enter AMB model 2* (*Data input*), o programa será direcionado para a janela *AMB and control circuit parameters* (Figura A.3) para que os modelos do MMA 1 e do MMA 2 sejam fornecidos e os valores das rigidezes e

amortecimentos equivalentes de cada um sejam avaliados e apresentados nas janelas *Equivalent stiffness and damping* (Figura A.4). Em seguida, aciona-se o comando *Enter Rotor model* e a janela *Rotor system setup* (Figura A.14) será executada. As únicas diferenças desta janela em relação ao caso anterior é que agora se podem importar os valores das rigidezes e amortecimentos equivalentes para cada um dos MMAs presentes no sistema e, além disso, nenhum mancal convencional é utilizado.

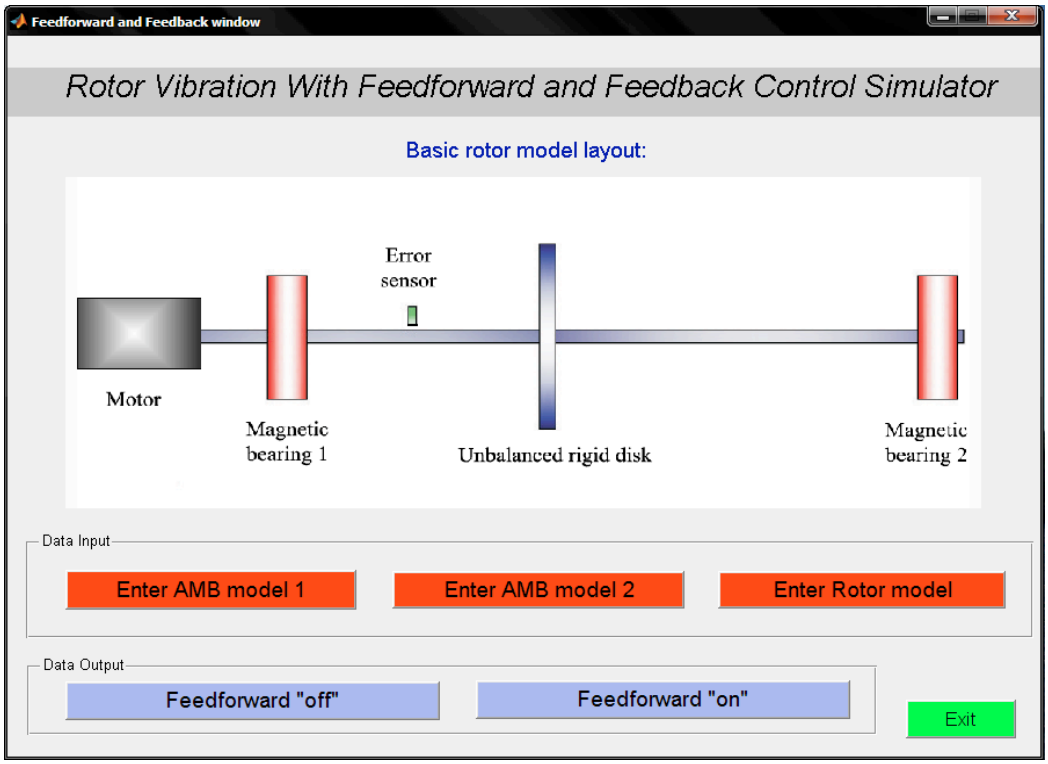


Figura A.13 – Janela *Feedforward and Feedback window*

Figura A.14 – Janela *Rotor system setup* para o caso do modelo que utiliza dois MMAs e nenhum mancal convencional.

Ao se clicar no botão *Apply* os dados, devidamente fornecidos, serão armazenados e o programa voltará para a janela *Feedforward and Feedback window* (Figura A.13). Então, aciona-se o comando *Feedforward off* e aparecerá a janela *Feedforward control off* (Figura A.15) com o comando *Graphics* inabilitado. Clica-se no botão *Evaluate* e, após o processamento (Figura A.8), abrirá a janela *AMBs results (Feedforward control off)*, mostrada na Figura A.16. Esta janela é dividida em dois painéis *AMB 1* e *AMB 2*, que trazem as respectivas informações e valores das força e corrente elétrica de controle em cada MMA.

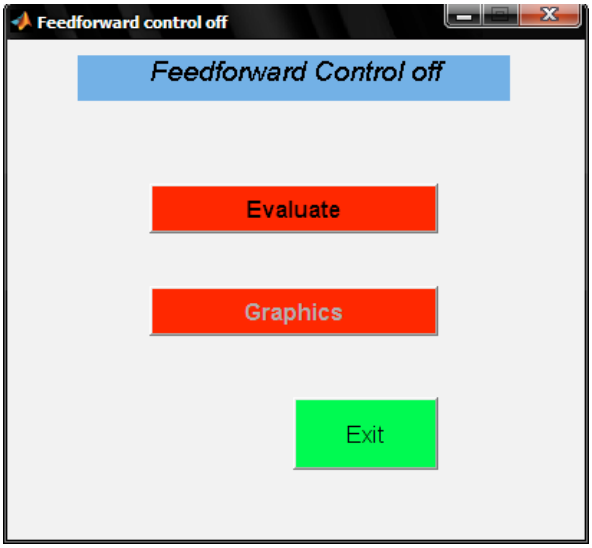


Figura A.15 – Janela *Feedforward control off*

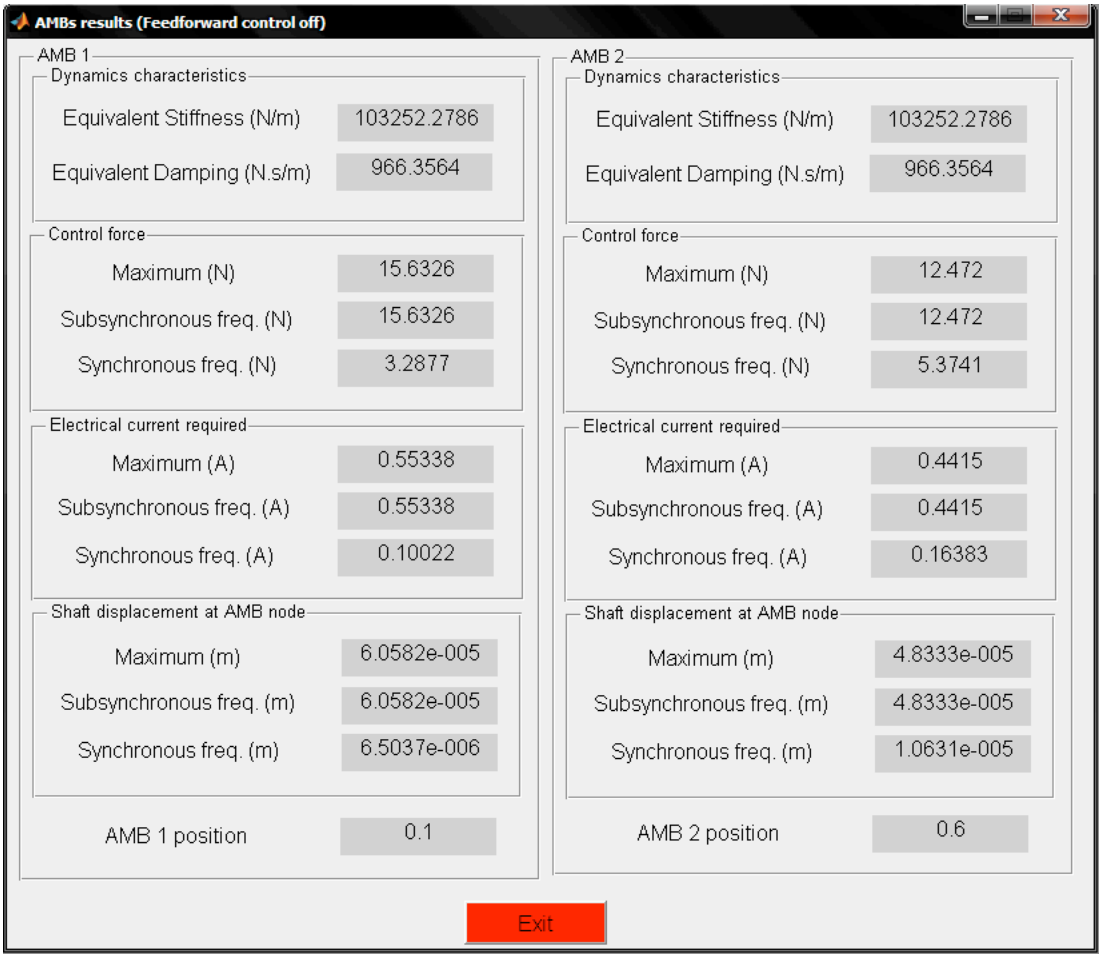


Figura A.16 – Janela *AMB results (Feedforward control off)*.

Ao se retornar para a janela *Feedforward control off* (Figura A.15) o comando *Graphics* está liberado e ao acioná-lo, uma nova janela *Plotting results* é apresentada com as opções de gráficos a serem obtidos, como mostra a Figura A.17. Exemplos das figuras obtidas com estes comandos são apresentados nos resultados ao longo do trabalho de pesquisa. Ao acionar-se a opção *See and save all of them* pode-se obter e salvar na pasta *Results* todos os gráficos de uma só vez com nomes já previamente definidos para os arquivos (*RMS_linear, RMS_db, Control_Force_AMB1, Control_Force_AMB2, Local_vib_ss, Local_vib_s*, respectivamente). Os arquivos são salvos em formato bitmap (.bmp) e em figura do *Matlab*® (.fig)

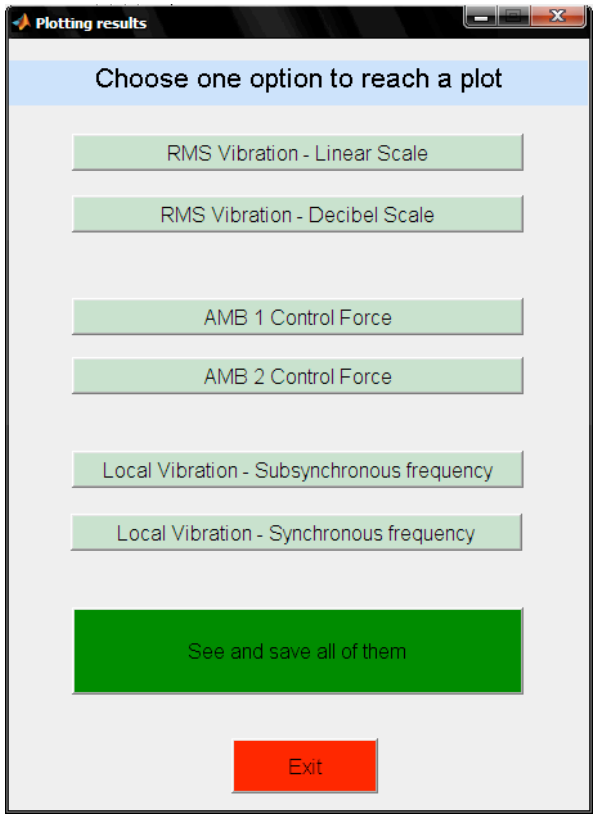


Figura A.17 – Janela *Plotting results* para o caso do modelo que utiliza dois MMAs e nenhum mancal convencional.

Uma vez que já se avaliou o modelo do rotor apenas sob a condição de controle *feedback* (*feedforward off*), procede-se à análise do mesmo modelo quando aciona-se o controle *feedforward* associado com o controle *feedback* já presente nos MMAs (*feedforward on*). Ou seja, além de promover a levitação do eixo, os MMAs poderão assumir o papel de atuadores do

controle *feedforward*. Para se iniciar esta análise, aciona-se o comando *Feedforward on* da janela *Feedforward and Feedback window* (Figura A.13) e logo em seguida a janela *Actuator selection* (Figura A.18) é apresentada para se realizar a seleção dos atuadores. Assim, acionando-se o comando *Evaluate hypothetical case by RMS vibration reductions* executa-se o caso hipotético de um sistema de controle "perfeito", onde as informações (sinais de erro) de todos os pontos nodais são hipoteticamente utilizadas no sistema de controle, isso para se analisar seu desempenho em função das posições e do número de atuadores. Ao final do processamento, um resumo das reduções de vibração RMS é apresentado na janela *Hypothetical case evaluation* (Figura A.19).

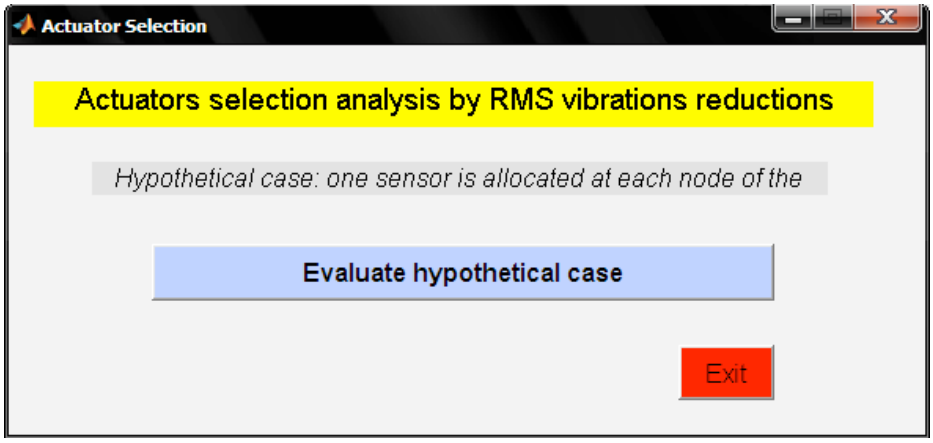


Figura A.18 – Janela *Actuator selection*.

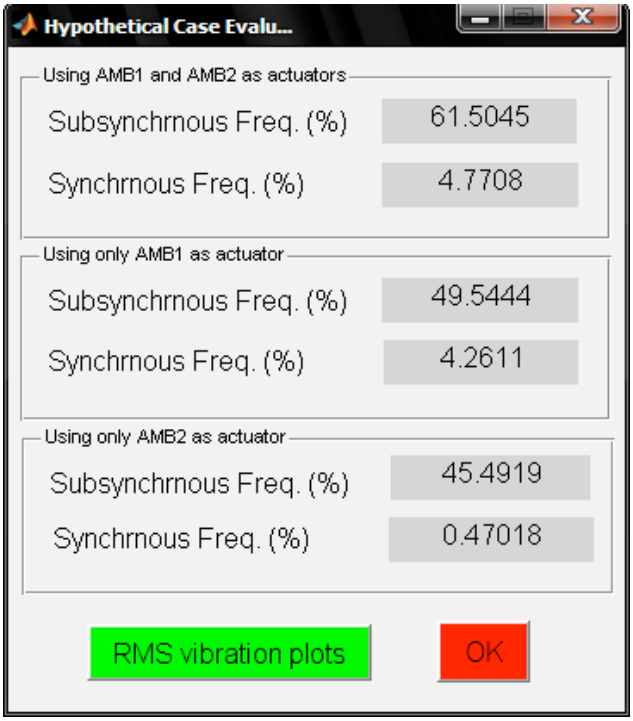


Figura A.19 – Janela *Ideal case evaluation*.

Ao acionar-se o comando *RMS vibration plots* da Figura A.19, os gráficos das vibrações RMS do rotor para cada caso de atuador (MMA1 e MMA2 simultaneamente, apenas o MMA1 e apenas o MM2) são apresentados, como mostra a Figura A.20. Após a seleção do(s) atuador(es), clica-se em *OK* (Figura A.19) e a janela *Feedforward control evaluation* será executada, conforme mostra a Figura A.21.

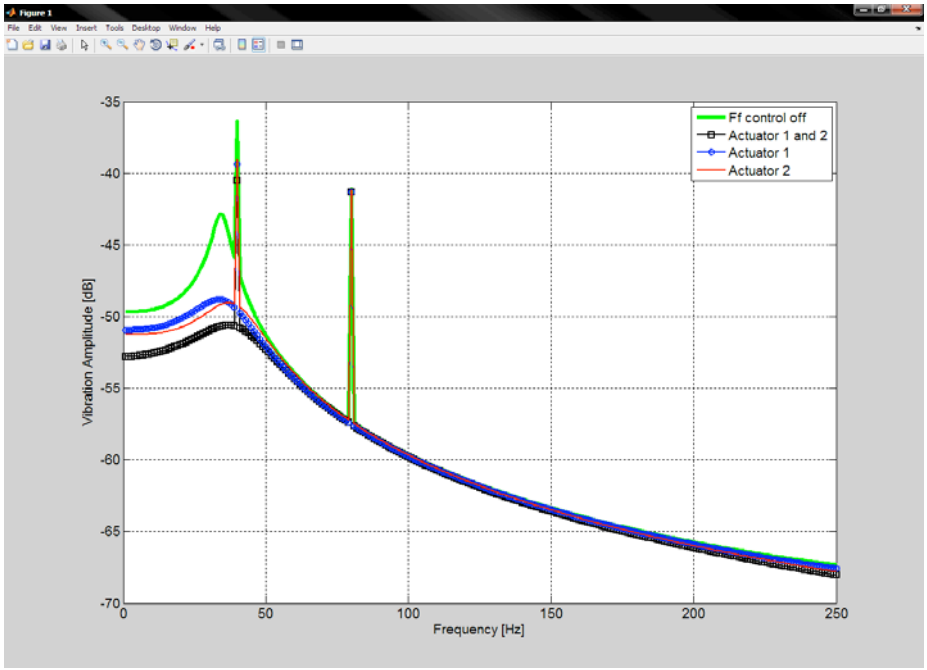


Figura A.20 - Gráficos das vibrações RMS do rotor para cada caso de atuador

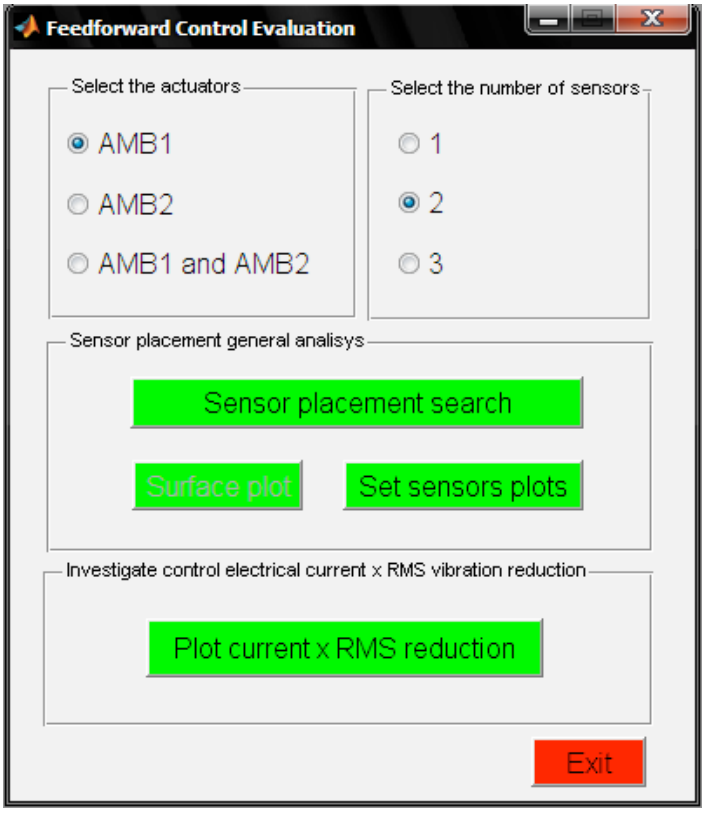


Figura A.21 – Janela *Feedforward control evaluation*.

Nesta janela deve-se selecionar a opção de quais atuadores e qual número de sensores que se deseja trabalhar. Caso essa seleção não seja realizada o programa não seguirá com as simulações e apresentará uma mensagem de alerta, conforme mostra a Figura A.22. Ainda, outra mensagem de alerta será apresentada caso a teoria de controle de múltiplos canais não seja respeitada, ou seja, ao se selecionar dois atuadores (*AMB1 and AMB2*) a opção de 1 sensor fica desabilitada e a janela de aviso da Figura A.23 é apresentada.

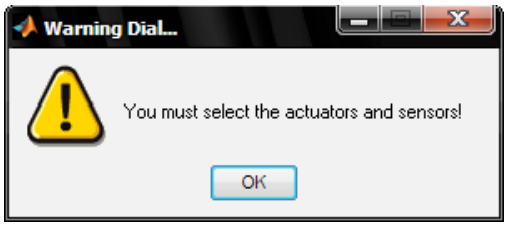


Figura A.22 – Mensagem de alerta para seleção de atuadores e sensores.

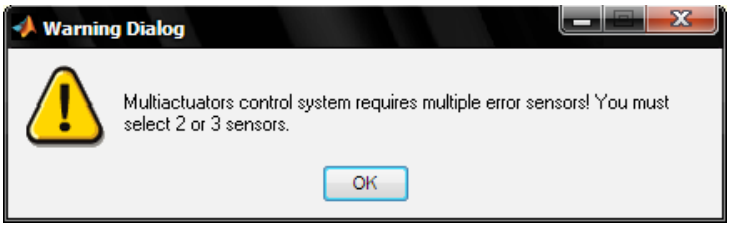


Figura A.23 – Mensagem de alerta para seleção de atuadores múltiplos.

Vale ressaltar que as possíveis opções da Figura A.21 foram programadas para não permitir a escolha de mais de uma opção ao mesmo tempo. Assim, cada caso de diferentes atuadores ou sensores devem ser analisados separadamente. Ao se executar *Sensor placement search* uma análise com todas as possíveis combinações dos sensores em todos os nós do rotor será realizada e os resultados são apresentados no *command window* do *Matlab*®. Esta análise apresenta sugestões de onde os sensores devem ser fixados para se obter as maiores reduções nas vibrações RMS para as freqüências sub-síncrona e síncrona. Além disso, a análise apresenta alertas de saturações para os MMAs (força, corrente elétrica e *gap*), bem como sugestões de possíveis locais para os sensores para realizar um controle de vibrações sem saturações simultaneamente nos MMAs na freqüência sub-síncrona e síncrona separadamente. Ao completar a análise, o sistema apresenta o aviso da Figura A.11 para que o usuário se direcione para a *command window*.

Após realizada esta análise, os comandos *Surface plot* (Figura A.21) fica liberado. Este comando fornece uma superfície composta das amplitudes das vibrações locais do rotor em todas as possíveis localizações dos sensores (Figura A.24) para a freqüência sub-síncrona e síncrona. Vale ressaltar que esta superfície possui magnitudes normalizadas com o valor do *gap* do MMA 1. O programa ainda oferece a opção de se realizar a interpolação dos resultados nestas plotagens pelo comando *shadding interp*, conforme mostra a Figura A.25. O resultado da interpolação pode ser encontrado na Figura A.26.

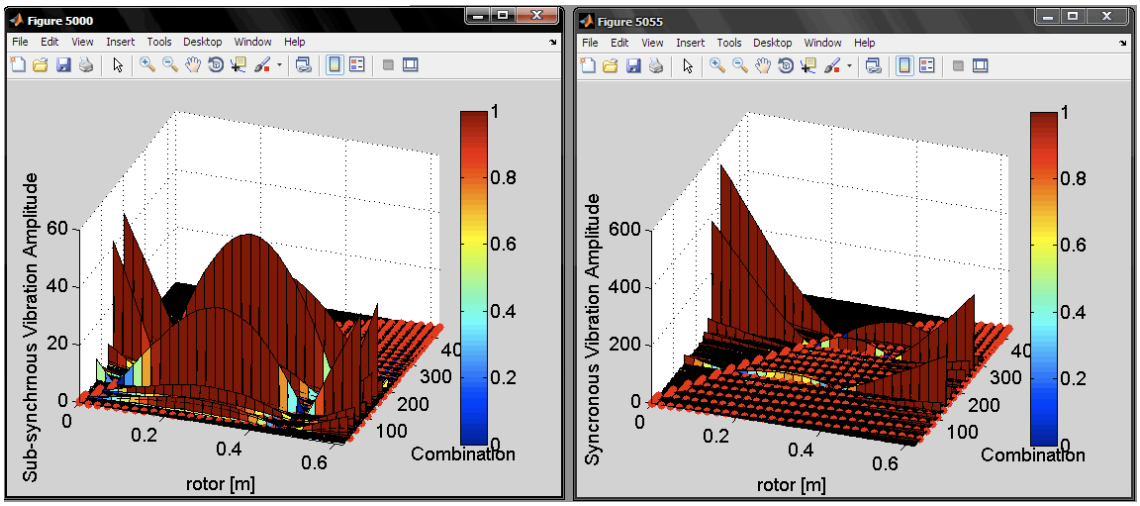


Figura A.24 – Superfícies com formada pelas vibrações locais do rotor com todas as possíveis combinações das localizações dos sensores.

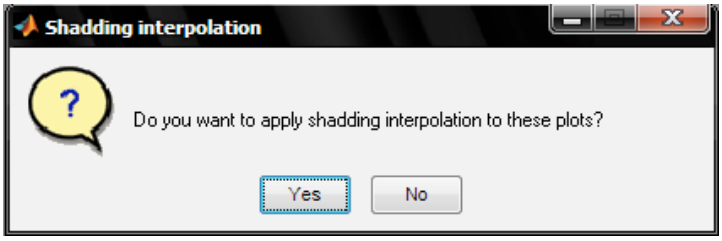


Figura A.25 – Opção para aplicar o *shadding interp* nas superfícies da Figura A.24

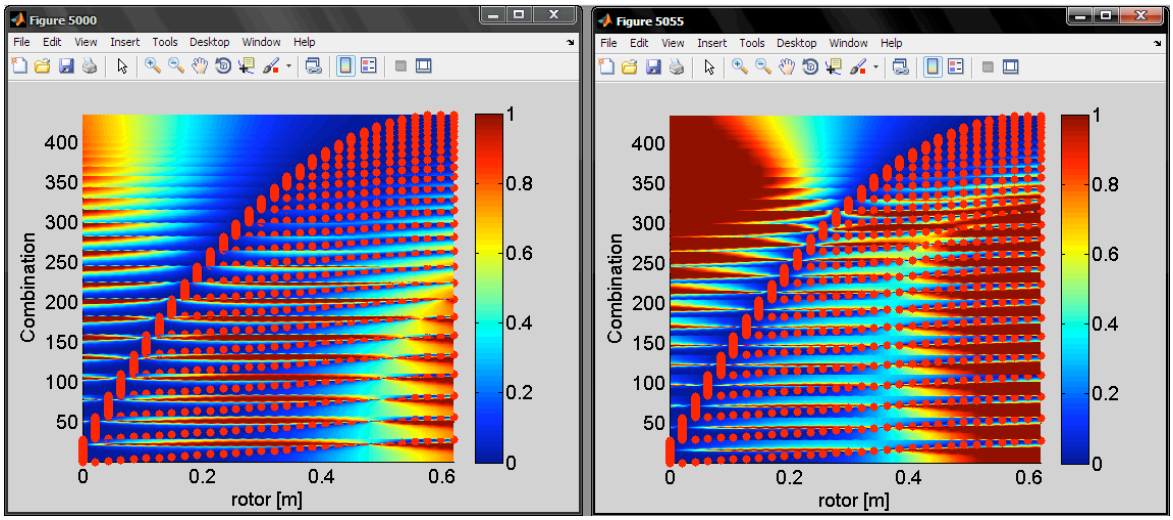
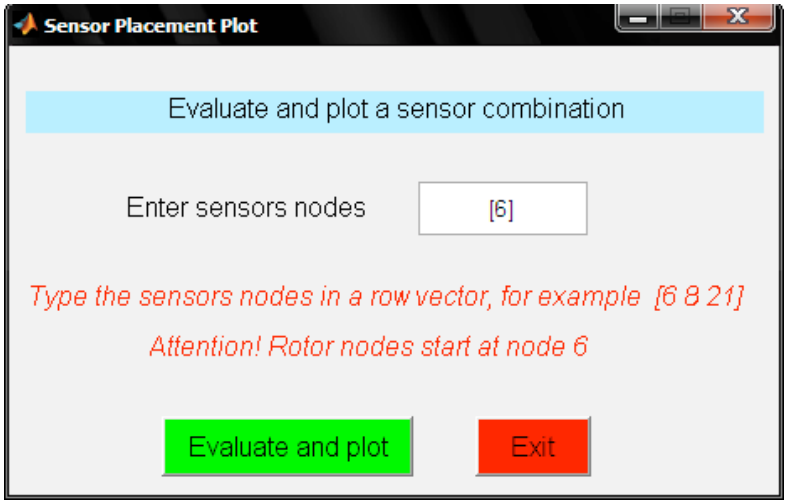


Figura A.26 – Superfícies da Figura A.24 com resultados interpolados

Neste momento, o comando *Set sensors plot* da Figura A.21 encontra-se disponibilizado e deve ser executado quando deseja-se obter o comportamento do sistema para os sensores alocados nos nós que for especificado na janela *Sensor placement plot*, mostrada na Figura A.27 a seguir.



A.27 – Janela *Sensor placement plot*.

Ressalta-se que os nós devem ser escritos em um vetor linha (separados por espaço e entre colchetes) e a contagem dos nós linearmente distribuídos ao longo do rotor começa no nó 6 uma vez que os 5 primeiros nós são de pontos específicos como os 3 pontos de observação mais as

duas posição dos MMAs, respectivamente. Além disso, esta janela possui vários avisos de segurança caso o usuário não estiver atento aos valores dos nós digitados ou ao número de sensores que foi escolhido anteriormente (na Figura A.21). Um desses avisos é mostrado na Figura A.28.

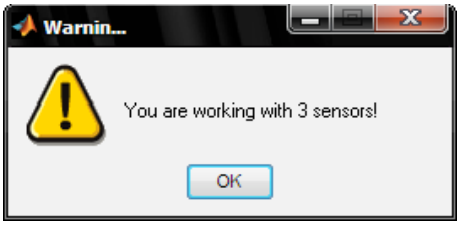


Figura A.28 – Aviso de segurança: número de sensores é diferente do escolhido na Figura A.21

Ao se executar o comando *Evaluate* da Figura A.27, uma janela similar à da Figura A.16 fornecerá os resultados obtidos para os MMAs, mas agora sob a condição de controle *feedforward* associado ao controle *feedback* (*Feedforward control on*). Essa janela é apresentada na Figura A.29 a seguir. Inerentemente à apresentação dos resultados da janela da Figura A.29 (assim como da Figura A.16), avisos de saturação da força e corrente elétrica de controle ou de superação do valor do *gap* de cada MMA serão exibidos caso ocorram durante a simulação. Um exemplo desses avisos é apresentado na Figura A.30.

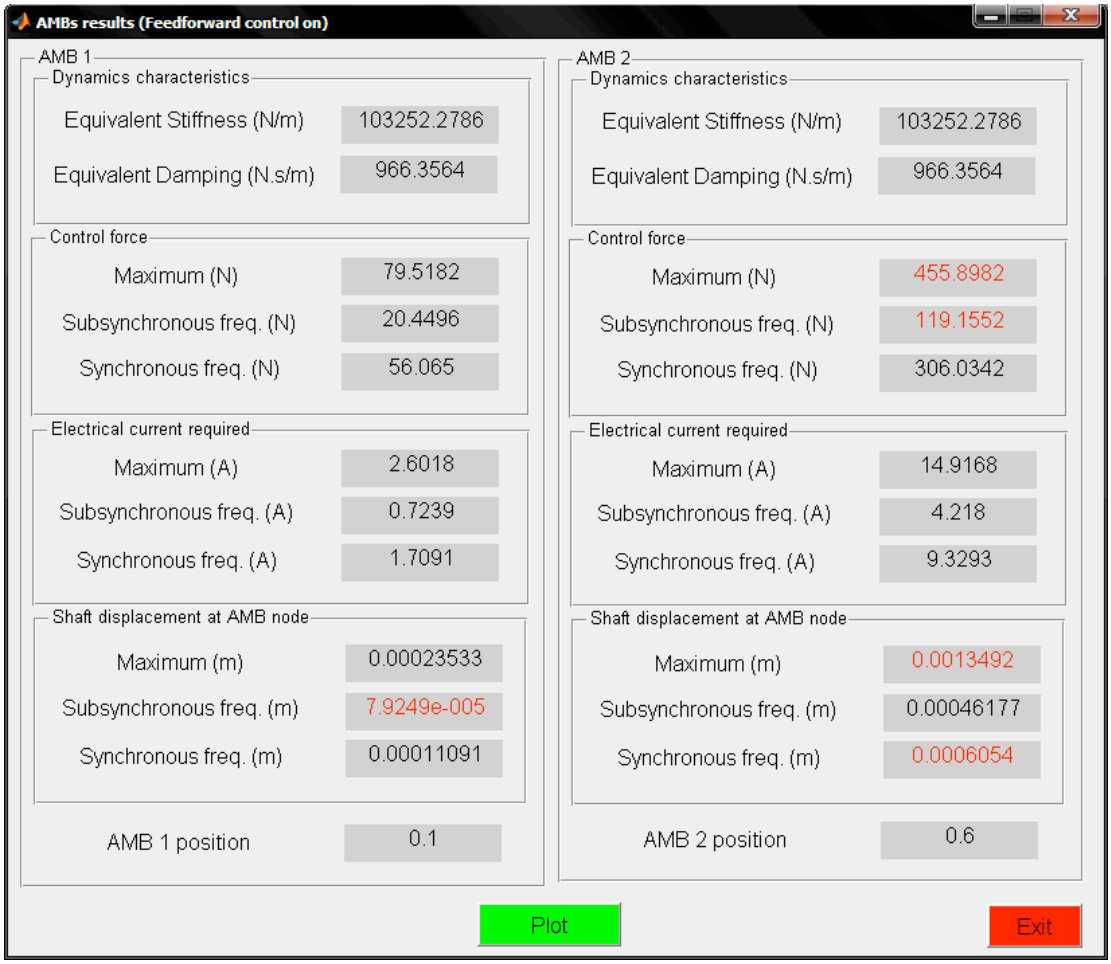


Figura A.29 – Janela *AMB results (Feedforward control on)*.

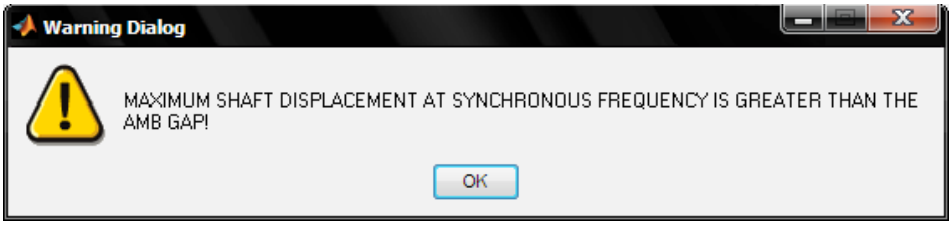


Figura A.30 – Aviso de saturação da força de controle no MMA 1 durante o controle na freqüência sub-síncrona.

Uma vez executado o comando *Plot* da janela da Figura A.29, a janela *Plotting results* (Figura A.17) oferece as opções de plotagem, inclusive a opção de se obter e salvar todos os gráficos de uma só vez na pasta *Results* nos formatos .tif e .fig. Entretanto, os nomes dos arquivos agora são, respectivamente, *Lin_Actuator Nodes_#, Db_Actuator Nodes_#, Force1_Actuator*

Nodes_#, Force2_Actuator Nodes_#, Locals_Actuator Nodes_#, Localss_Actuator Nodes_#, onde # representa os nós dos sensores indicados na Figura A.27.

O comando *Plot Current x RMS reduction* (Figura A.21) processa os valores de reduções RMS de vibrações síncronas presentes em todo o domínio de freqüência considerado discretizadas de 1 em 1 Hz e fornece um *subplot* com as curvas de corrente elétrica de controle nos MMAs e de reduções de vibrações RMS obtidas com o ganho derivativo (K_D) do controlador PID igual a 0,1, 0,2 e 0,3. Para que se proceda com este processamento, o sistema apresenta novamente a janela da Figura A.27 para que seja especificado o posicionamento dos sensores ao longo do rotor. Entretanto, antes de iniciar o processamento pelo comando *Plot*, uma janela de segurança pergunta se realmente deseja prosseguir (Figura A.31), pois este processamento pode levar um longo período de tempo. Os resultados obtidos com este comando também estão apresentados no trabalho de pesquisa realizado.

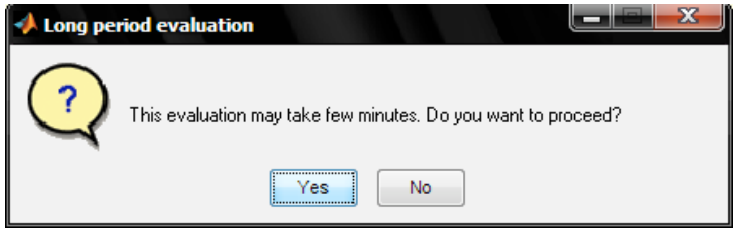


Figura A.31 – Aviso de segurança: o processamento a seguir pode ser muito demorado.

Por fim, torna-se possível realizar a comparação do desempenho dos sistemas de controle utilizados através dos resultados dos modelos analisados. Para obter-se os gráficos das reduções das vibrações RMS e o comportamento das vibrações locais dos rotores, basta executar o comando *Systems compare* apresentado na janela *Principal* (Figura A.1). Este comando apresentará os resultados das atenuações RMS para as freqüências sub-síncrona e síncrona, conforme mostra a Figura A.32, assim como os gráficos das vibrações RMS e vibrações locais para os casos de controle estudados. Um exemplo das curvas das vibrações locais é apresentado na Figura A.33.

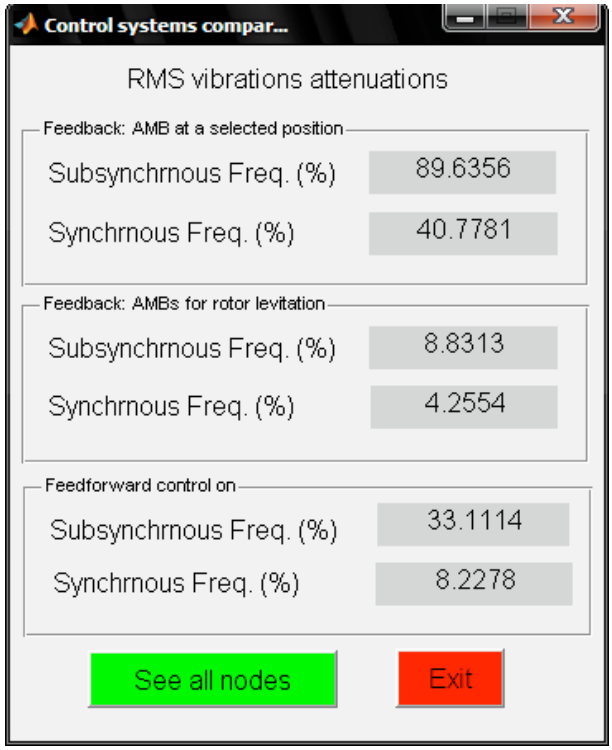


Figure A.32 – Janela *Control systems compare*.

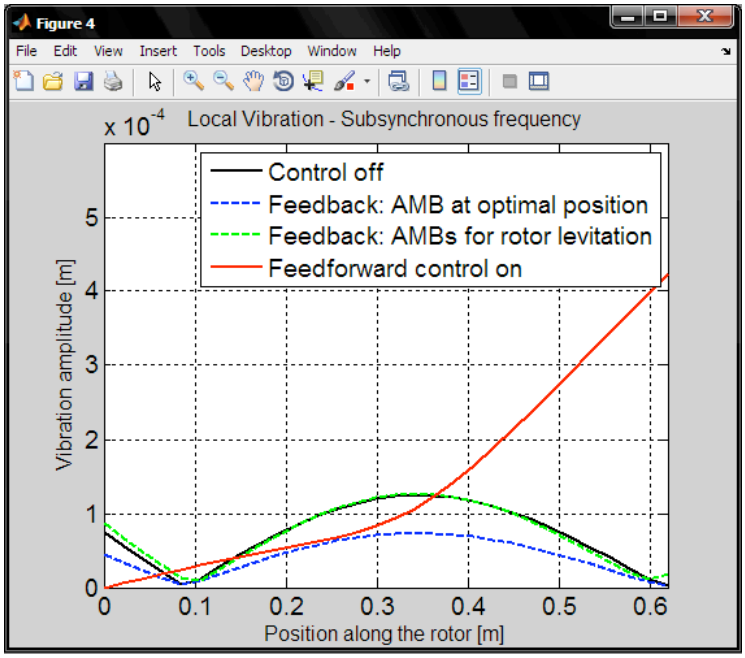


Figura A.33 – Gráficos das vibrações locais obtidas com os diferentes sistemas de controle.

O comando *Systems compare* também possui avisos para caso seja executado de maneira inadequada. Uma vez que este comando compara os valores obtidos nas simulações realizadas, ele apenas deve ser executado após os comandos o *Evaluate* da Figura A.7 e *Evaluate* da Figura A.27 tiverem sido executados no decorrer das analises. Caso essa regra não seja respeitada, o aviso da Figura A.34 será apresentado.

Figura A.34 – Aviso para avaliar-se os sistemas de controle antes de executar o comando *Systems compare*

Além disso, o desempenho dos sistemas de controle só podem ser comparados quando os modelos analisados forem compatíveis, ou seja, além da similaridade entre os modelos, é necessário que ambos os rotores tenham o mesmo número de nós (preenchidos nos *Nodes number* das janelas apresentadas nas Figuras A.5 e A14). Caso esta regra não seja respeitada, a janela de erro da Figura A.35 será exibida.

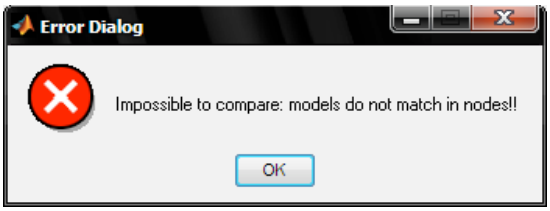


Figura A.35 – Janela de erro exibida caso a regra de comparação dos modelos de rotores não for respeitada.

Dessa forma, o desenvolvimento dessa interface gráfica procurou facilitar a utilização dos códigos computacionais desenvolvidos no trabalho apresentado e promover o avanço do tema de pesquisa no qual este trabalho está inserido, fornecendo uma interface amigável e fácil de ser utilizada pelo usuário, facilitando o entendimento deste trabalho e promovendo a realização de trabalhos futuros.

ANEXO B

APLICAÇÃO PRÁTICA DE UM SISTEMA DE CONTROLE FEEDFORWARD PARA DEPURAÇÃO DE VOZ EM AMBIENTES RUIDOSOS

A finalização do estudo da técnica de controle *feedforward* apresentada no Capítulo 5 foi realizada no *Vibration and Acoustic Laboratories (Virginia Tech, EUA)* sob a co-orientação do professor Dr. Marty Johnson. O trabalho consistiu em uma aplicação prática desta técnica de controle para a atenuação de ruído acústico a partir da implementação de microfones em um *headset*. O objetivo desta aplicação foi de se depurar a voz para propiciar uma comunicação limpa (com ruídos atenuados) feita em ambientes ruidosos e transmitida por microfones acoplados em um *headset*, que não possui o microfone projetado na frente da boca (*boom microphone*). A modelagem foi realizada com o Método das Fontes Equivalentes (*Equivalent Source Method*) e um manequim *Kemar*, juntamente com um *headset*, foram escaneados para servir como modelo numérico e testes práticos. A seguir, apresenta-se os detalhes da modelagem, validação do modelo numérico e resultados obtidos para a depuração de voz com a estratégia de controle *feedforward*.

B.1 – MODELAGEM PELA TÉCNICA DAS FONTES EQUIVALENTES

Radiação acústica ou problemas de dispersão sonora são classicamente resolvidos com os métodos de elementos de fronteira ou elementos finitos. O Método das Fontes Equivalentes (*Equivalent Source Method – ESM*) é uma técnica relativamente mais recente que apresenta alternativas mais atraentes para solução desses problemas pois apresenta um baixo custo computacional (GOUNOT; MUSAFIR, 2008). A idéia básica do método é substituir o corpo real por um arranjo de fontes localizadas no seu interior, cujas localidades e potencialidades devem ser de tal forma que a velocidade normal resultante na fronteira do corpo seja a mais próxima possível daquela do caso real. O método foi desenvolvido, implementado e usado com sucesso em varias aplicações, como pode ser visto em Song et al. (1991), Kropp et al. (1995) e Ochmann (1999). A relativa simplicidade computacional desse método é alcançada devido às fontes alocadas a uma distância da fronteira (opostamente ao *BEM (Boundary Element Method)*, no qual são alocadas na fronteira), criando uma distribuição de velocidade e pressão suaves e contínuas na fronteira. Para superfícies não-suaves, nas quais pode ser necessário alocar fontes equivalentes próximas à fronteira, as vantagens do Método das Fontes Equivalentes (*ESM*) sobre o Método de Elementos de Fronteira (*BEM*) pode não ser tão superior.

A seguir, apresenta-se a formulação do *Equivalent Source Method* baseando-se em Jonhson et al. (1998), o qual deve ser consultado, dentre outras publicações, para maiores detalhes.

B.1.1 – EQUAÇÃO DE KIRCHHOFF – HELMOLTZ

O *BEM* e o *ESM* são baseados na equação integral de Kirchhoff–Helmholtz que mostra que o campo sonoro é completamente determinado pela pressão acústica e pela velocidade normal da partícula da superfície de fronteira somada à qualquer fonte sonora que possa estar presente no interior deste campo. A Figura B.1 mostra um volume V_{in} que é fechado por uma superfície *S*. A pressão em qualquer localidade dentro deste volume pode ser calculada pela equação Kirchhoff–Helmholtz dada por,

$$p(x) = \int_S \left[p(x_s) \frac{\partial G(|x - x_s|)}{\partial n} + jkc\rho u(x_s) G(|x - x_s|) \right] dS + jkc\rho \int_{V_{in}} q(x_0) G(|x - x_0|) dV_{in} \qquad \text{(B.1)}$$

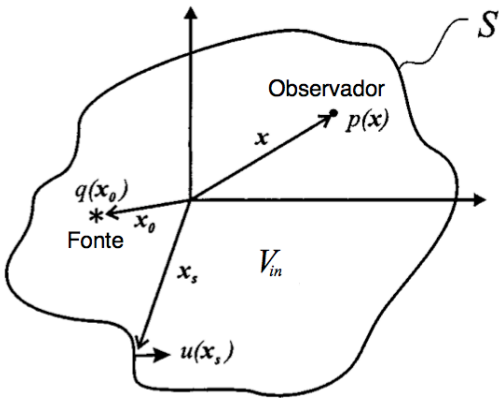


Figura B.1 – O volume V_{in} fechado por uma superfície de velocidade $\boldsymbol{u}$ e fontes internas $\boldsymbol{q}$.

A pressão $p(\boldsymbol{x})$ em um ponto $\mathbf{x}$ dentro do volume é devida à integral da pressão sobre a superfície $p(\boldsymbol{x}_s)$ vezes o gradiente de campo-livre da função de Green (G) mais a integral da velocidade normal da partícula sobre a superfície $u(\boldsymbol{x}_s)$ vezes o gradiente de campo-livre da função de Green (G) mais a pressão devido a qualquer fonte $q(\boldsymbol{x}_0)$ dentro do volume. Os vetores $\boldsymbol{x}$, $\boldsymbol{x}_s$, e $\boldsymbol{x}_0$ denotam, respectivamente, as posições dos pontos onde a pressão está sendo avaliada, a posição de um ponto na superfície S e a posição das fontes no interior do volume. k é o número de ondas ($k = \omega/c$), onde c é a velocidade do som no fluido e ρ é a densidade do fluido.

O campo-livre da função de Green (G) é dado por,

$$G(\mathbf{x}-\mathbf{x}_0) = \frac{1}{4\pi|\mathbf{x}-\mathbf{x}_0|} e^{-jk|\mathbf{x}-\mathbf{x}_0|} \tag{B.2}$$

A equação de Kirchhoff-Helmhltz mostra que o campo acústico criado dentro de um volume V_{in} por fontes fora da fronteira S (assume-se $q(\boldsymbol{x}_0)$=0) pode ser determinado totalmente a partir das velocidades normais das partículas e das pressões na fronteira. Qualquer arranjo de fontes externas que produzem as mesmas condições de pressão e velocidade na fronteira produzirá o mesmo campo acústico dentro do volume. De fato, a pressão na fronteira não independente da velocidade normal da partícula na fronteira e é essencialmente determinada por ela. Isso pode ser mostrado permitindo-se a posições de observação se aproximem da superfície S (ou seja, $\mathbf{x} \Rightarrow \mathbf{x}_s$). Neste caso, a Equação (B.2) possui apenas duas incógnitas (assumindo-se $q(\boldsymbol{x}_0)$=0), a pressão em S e a velocidade normal

da partícula em S e assim uma pode ser determinada a partir da outra. Dessa maneira, se a velocidade superficial na fronteira é conhecida, a priori, então um arranjo de fontes alocadas do outro lado da fronteira pode ser acionado para produzir uma velocidade normal similar na fronteira e, então, um campo sonoro particular. Essa é a base da técnica da fonte equivalente. O método das fontes equivalentes (*ESM*) contorna o uso direto da equação de Kirchhoff-Helmholtz ao satisfazer as condições na fronteira. A função de campo-livre de Green é então usada para calcular diretamente o campo acústico devido às fontes internas e equivalentes.

$$p(\mathbf{x}) = jkc\rho\left[\int_{V_{in}} q(\mathbf{x_0})G(|\mathbf{x}-\mathbf{x_0}|)dV_{in} + \int_{V_{ex}} q(\mathbf{x_e})G(|\mathbf{x}-\mathbf{x_e}|)dV_{ex}\right] \tag{B.3}$$

As fontes estão posicionadas em $\mathbf{x_0}$ (fontes internas) e $\mathbf{x_e}$ (fontes equivalentes). O volume exterior, neste caso, é V_{ex}.

B.1.2 – FORMULAÇÃO MATRICIAL DA TÉCNICA DA FONTE EQUIVALENTE

A Figura B.2 mostra a configuração do método das fontes equivalentes (*ESM*) usando-se um número finito de fontes alocadas fora da fronteira. A pressão e a velocidade normal de cada partícula na fronteira é calculada em um número finito de posições de avaliação. Se um número suficientemente grande de posições a serem avaliadas na fronteira são escolhidas, então o comportamento acústico na fronteira pode ser precisamente descrito.

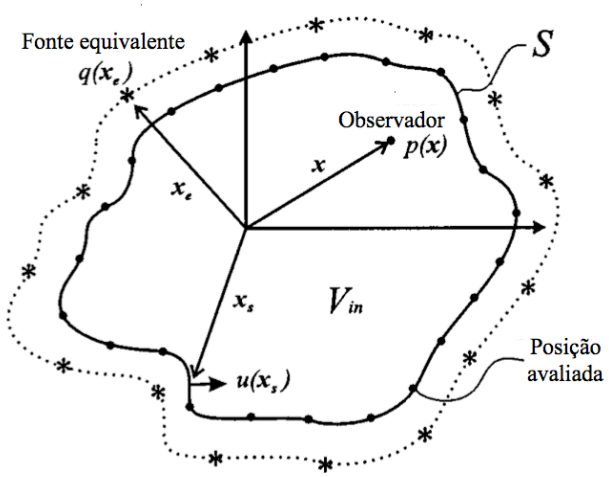


Figura B.2 – O volume V_{in} fechado por uma superfície *S*. A pressão e a velocidade normal da partícula são avaliadas em um número finito de posições na fronteira (•). As fontes equivalentes (*) estão no volume externo V_{ex} que circunda a superfície *S*.

A pressão nas posições de avaliação na fronteira, em uma dada freqüência, é dada pelo vetor complexo **p** como,

$$\mathbf{p} = \mathbf{p}_{\text{int}} + \mathbf{p}_{\text{ext}} = \mathbf{p}_{\text{int}} + \mathbf{Z}_e\mathbf{q}_e \tag{B.4}$$

onde a pressão na fronteira devida a um arranjo de fontes dentro de um volume (fontes internas) é dado por $\mathbf{p}_{\text{int}}$ e a pressão na fronteira criada pela fonte equivalente (fonte externa) é dado por $\mathbf{p}_{\text{ext}}$. Dado que há um número finito de fontes equivalentes, então a pressão devida a elas podem ser descritas por uma matriz de impedâncias de transferência complexas $\mathbf{Z}_e$ e um vetor de velocidades volumétrica das fontes complexas $\mathbf{q}_e$, onde as velocidades referente às fontes equivalentes são escolhidas para criar uma condição particular na fronteira. O *mn-ésimo* elemento da matriz de impedância $\mathbf{Z}_e$ é calculado pelo campo-livre da função de Green por

$$Z_{e_{mn}} = jkcpG\left(\left|\mathbf{x}_{s_m} - \mathbf{x}_{e_n}\right|\right) \tag{B.5}$$

onde $\mathbf{x}_{s_m}$ é a posição do *m*-ésimo ponto de avaliação na superfície S e $\mathbf{x}_{e_n}$ é a posição da *n*-ésima fonte equivalente. Nota-se que a matriz de impedância $\mathbf{Z}_e$ possui dimensões que podem

diferir daquelas especificas de impedância acústica, uma vez que $\mathbf{Z_e}$ contém razões de pressão para velocidade do volume.

A velocidade normal **u** da partícula na fronteira pode ser similarmente descrita por,

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_{\text{int}} + \mathbf{u}_{\text{ext}} = \mathbf{u}_{\text{int}} + \mathbf{T}_e\mathbf{q}_e \tag{B.6}$$

Neste caso, a matriz que contem as velocidades das partículas (normais à fronteira) em relação à velocidade volumétrica da fonte externa é $\mathbf{T_e}$, que também pode ser calculada usando a função de campo-livre de Green,

$$T_{e_{m,n}} = \frac{\partial G\left(\left|\mathbf{x}_{s_m} - \mathbf{x}_{e_n}\right|\right)}{\partial n_m} \tag{B.7}$$

onde n_m é normal à superfície S na m-ésima posição de avaliação. A pressão ($\mathbf{p_{int}}$) e a velocidade ($\mathbf{u_{int}}$) na fronteira, devido às fontes internas, podem também ser calculadas usando a função de campo-livre de Green (Equação (B.2)) se as posições e as velocidades volumétricas das fontes internas são conhecidas.

Se a pressão (ou força) da velocidade normal da partícula (ou seja, velocidade superficial) na fronteira estão relacionadas pela matriz de admitância (mobilidade) $\mathbf{Y_b}$ que caracteriza o comportamento da fronteira, então,

$$\mathbf{u} = \mathbf{Y}_b\mathbf{p} \tag{B.8}$$

onde $\mathbf{Y_b}$ é a matriz de transferência de admitância ou de termos de mobilidade para todos os pontos da fronteira e leva em consideração o tamanho dos elementos e assume que o campo sonoro externo não tem efeito. As Equações (B.4) (B.6) e (B.8) podem ser rearranjadas para resultar,

$$\left[\mathbf{u}_{\text{int}} + \mathbf{T}_e\mathbf{q}_e\right] = \mathbf{Y}_b\left[\mathbf{p}_{\text{int}} + \mathbf{Z}_e\mathbf{q}_e\right] \tag{B.9}$$

Se há o mesmo número de fontes equivalentes quanto o número de posições de avaliação na superfície da fronteira, então as velocidades volumétricas das fontes podem ser calculadas para produzir uma mobilidade de fronteira $\mathbf{Y_b}$ arbitraria pela seguinte equação,

$$\mathbf{q}_e = -\left[\mathbf{T}_e - \mathbf{Y}_b\mathbf{Z}_e\right]^{-1}\left[\mathbf{u}_{int} - \mathbf{Y}_b\mathbf{p}_{int}\right] \tag{B.10}$$

Se a condição de fronteira desejada é a de uma superfície rígida, então $\mathbf{u}$=0 (ou seja, $\mathbf{Y}_b \to 0$) e a Equação (B.10) simplifica para,

$$\mathbf{q}_e = -\mathbf{T}_e^{-1}\mathbf{u}_{int} \tag{B.11}$$

Usando um sistema completamente determinado (isto é, com mesmo número de posições de avaliação na fronteira quanto o número de fontes equivalentes) satisfaz-se a condição de fronteira exatamente nas posições de avaliações, mas pode-se causar uma grande variação na admitância entre as posições de avaliação. Para superar este problema, um sistema super-determinado (ou seja, com um número de posições de avaliações na fronteira maior que o número de fontes equivalentes) pode ser usado. Nestes casos a matriz $\left[\mathbf{Y}_b\mathbf{Z}_e - \mathbf{T}_e\right]$ (ou $\mathbf{T}_e$ no caso da Equação (B.11)) não é quadrada e a condição de fronteira não pode ser satisfeita exatamente nas posições de avaliações. As fontes equivalentes, nestes casos, serão direcionadas para minimizar um critério de erro na fronteira. O erro para o exemplo de superfície rígida ($\mathbf{u}$=0) é dado por

$$E = \frac{\mathbf{u}^H\mathbf{u}}{\mathbf{u}_{int}^H\mathbf{u}_{int}} \tag{B.12}$$

O erro neste caso é definido ser o quadrado da velocidade normal nas posições de avaliação e normalizado de tal forma que o erro, quando nenhuma fonte equivalente esta operando, é unitário. Substituindo a Equação (B.6) na Equação (B.12), o erro torna-se uma função quadrática das velocidades volumétricas das fontes equivalentes $\mathbf{q}_e$ e é minimizado quando,

$$\mathbf{q}_e = -\left[\mathbf{T}_e^H\mathbf{T}_e\right]^{-1}\mathbf{T}_e^H\mathbf{u}_{int} \tag{B.13}$$

onde *H* denota o conjugado transposto. Para uma fronteira com admitância finita o erro é definido como a diferença entre a velocidade normal da partícula nas posições de avaliação e a velocidade da partícula esperada nas posições de avaliação, devido à pressão nas posições de avaliação, ou seja,

$$E = \frac{\left(\mathbf{u} - \mathbf{Y}_b\mathbf{p}\right)^H\left(\mathbf{u} - \mathbf{Y}_b\mathbf{p}\right)}{\left(\mathbf{u}_{int} - \mathbf{Y}_b\mathbf{p}_{int}\right)^H\left(\mathbf{u}_{int} - \mathbf{Y}_b\mathbf{p}_{int}\right)} \tag{B.14}$$

O erro é novamente uma função quadrática das velocidades volumétricas das fontes equivalentes e é minimizado quando as velocidades volumétricas das fontes são ajustadas em,

$$\mathbf{q}_e = -\left[\left(\mathbf{T}_e - \mathbf{Y}_b\mathbf{Z}_e\right)^H\left(\mathbf{T}_e - \mathbf{Y}_b\mathbf{Z}_e\right)\right]^{-1} \times \left(\mathbf{T}_e - \mathbf{Y}_b\mathbf{Z}_e\right)^H\left(\mathbf{u}_{int} - \mathbf{Y}_b\mathbf{p}_{int}\right) \tag{B.15}$$

B.2 – MODELAGEM: PREPARO, AJUSTE E VALIDAÇÃO DO MODELO NUMÉRICO

Equipou-se a cabeça do Manequim Kemar (Figura B.3) com um *headset* e escaneou-a em 3 dimensões utilizando o scaner disponibilizado pelo *Department of Arts* da *Virginia Polytech Institute and State University*. A Figura B.4 mostra a cabeça do modelo plotada com uma malha gerada em ambiente *Matlab*® usando-se variáveis estruturadas (cada triangulo possui 3 lados, cada lado possui 2 vértices e cada vértice possui 3 coordenadas cartesianas: *x y z*).

Figura B.3 – Manequim Kemar

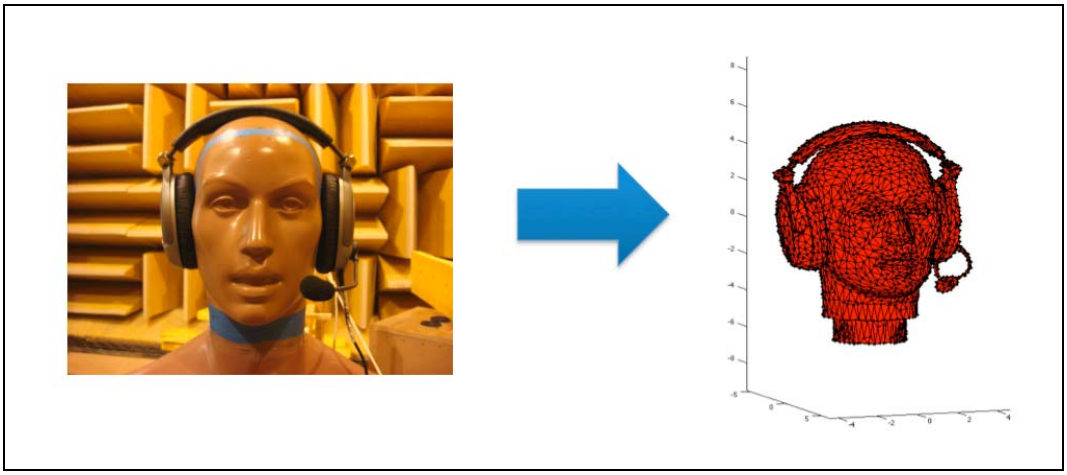


Figura B.4 – Cabeça do Manequim com *headset* scaneada e plotada em ambiente *Matlab*® após gerar-se a malha a partir da leitura dos dados do arquivo *dxf*.

Já o tronco do manequim, devido às suas dimensões, foi escaneado utilizando-se um braço robótico capaz de capturar pontos de uma determinada superfície e digitaliza-la tridimensionalmente (*Faro Control Station* ®). Após a coleta desses dados, mais uma vez houve a necessidade de transferi-los para o ambiente *Matlab*® para posterior manipulação, como mostra a Figura B.5 e B.6.

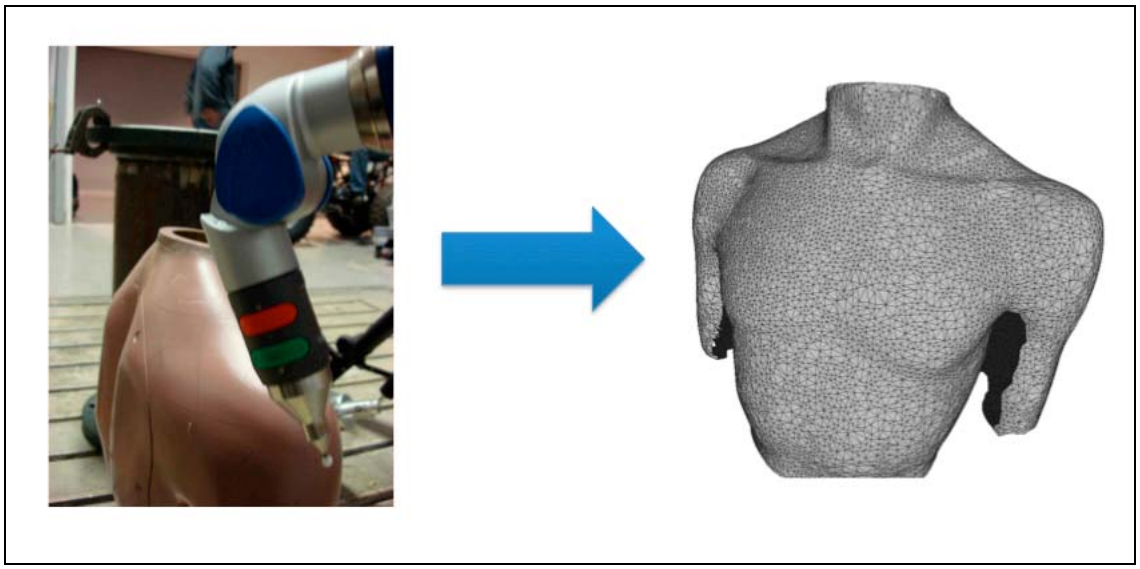


Figura B.5 - Leitura dos dados do modelo escaneado.

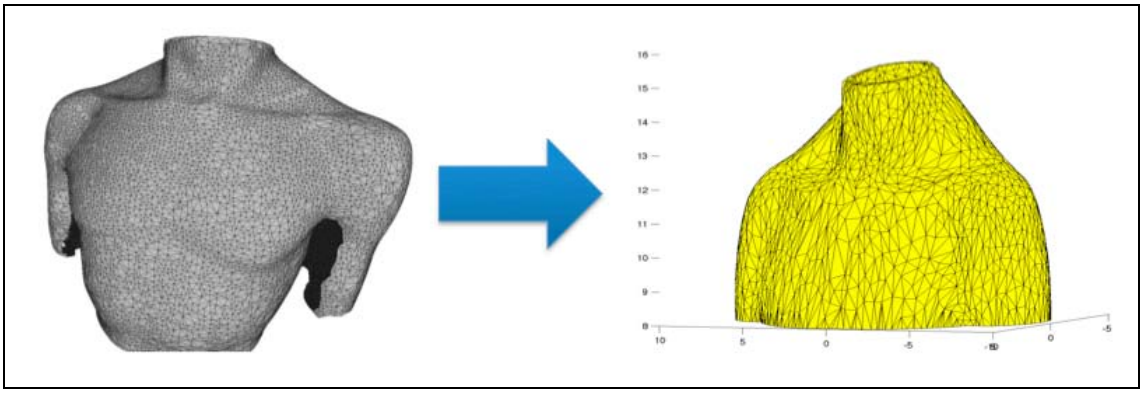


Figura B.6 - Tronco plotado em ambiente *Matlab* após gerar-se a malha a partir da leitura dos dados do arquivo *dxf*.

Dessa forma, neste ponto já tornou-se possível a manipulação do modelo. Os dados foram excessivamente trabalhados e vários códigos computacionais foram escritos para funcionarem como ferramentas que auxiliassem no ajuste do modelo para se eliminar imperfeições, corrigir erros na malha e evitar superfícies afiadas. Devido à complexidade do modelo e à eliminação de detalhes excessivos (capturados devido à elevada resolução do scanner), o processo de ajuste do modelo foi trabalhoso com uma demanda de tempo de aproximadamente 3 meses.

Para que a Método das Fontes Equivalentes (*ESM*) fosse utilizado, foi necessário obter-se um modelo que representasse um volume fechado. Assim, gerou-se uma malha para que o fundo do tronco fosse fechado e optou-se por uma forma abaulada para que a difração sonora que chega aos ouvidos não fosse afetada, bem como o ponto para o corte da altura do tronco também foi escolhido em uma região a partir da qual a difração sonora captada pelos ouvidos é desprezível. A Figura B.7 mostra os detalhes do resultado deste processo.

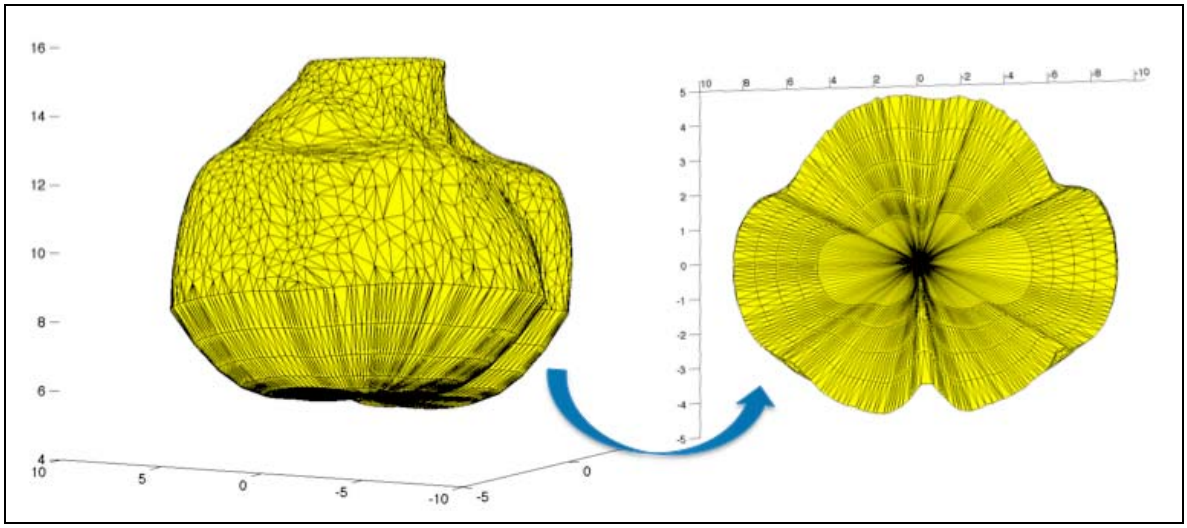


Figura B.7 – Base do tronco onde o corte foi realizado e gerada uma malha de forma abalada para fechar o modelo.

Em seguida, após a completa manipulação do modelo para corrigir qualquer imperfeição na malha, foi necessário anexar a cabeça e então finalizar o modelo, conforme mostra a Figura B.8.

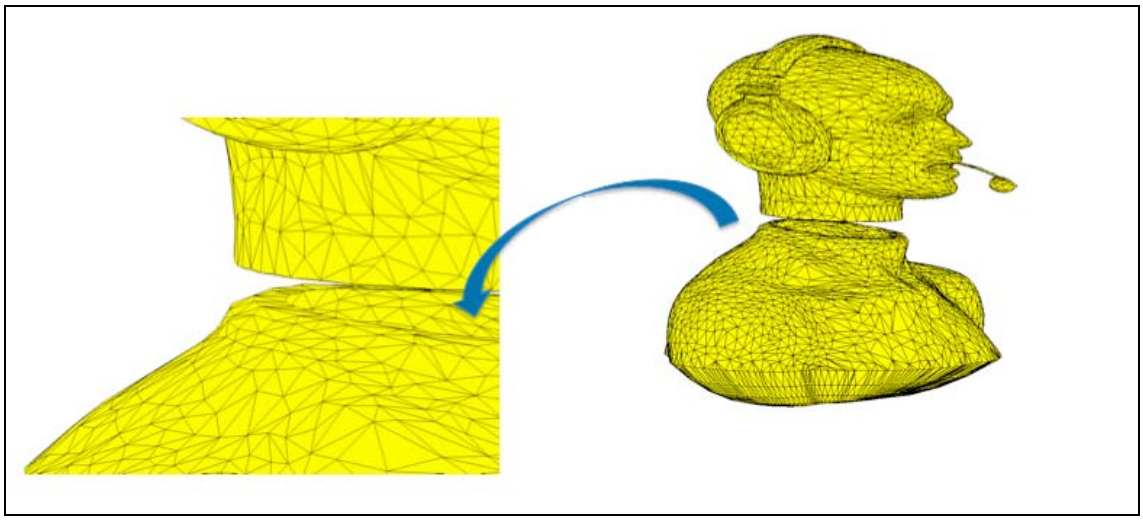


Figura B.8 – Cabeça e tronco prestes a serem unidos para completar o modelo.

Entretanto, para um melhor desempenho do *ESM*, alguns detalhes presentes no *headset* foram eliminados, obtendo-se um modelo mais simples, porém não menos complexo, mostrado na Figura B.9.

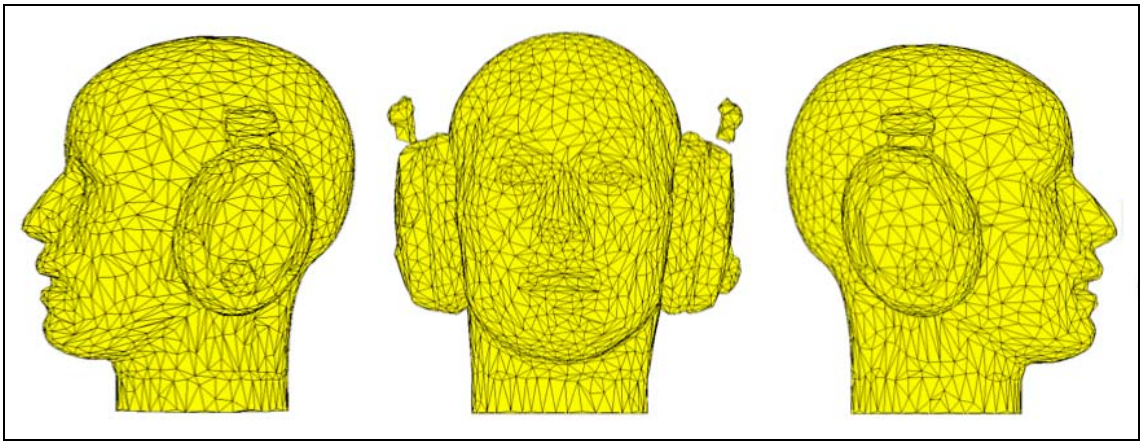


Figura B.9 – Modelo da cabeça escaneada, com imperfeições nas malhas corrigidas e menos detalhes presentes no *headset*.

Para anexar cabeça ao tronco, fez-se necessário idealizar um fino colar para unir as respectivas malhas resultando em apenas uma malha para todo o modelo. A Figura B.10 ilustra o colar desenvolvido para completar e finalizar o modelo numérico.

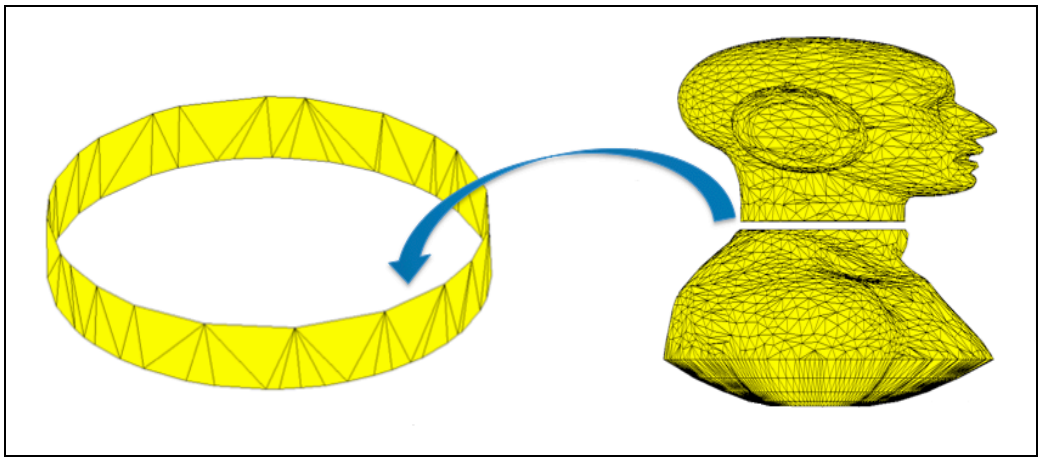


Figura B.10 – Malha em forma de um fino colar desenvolvido para unir os modelos numéricos da cabeça e tronco do manequim.

Finalmente, obtém-se o modelo numérico completo do manequim Kemar a ser utilizado nos testes numéricos. A Figura B.11 ilustra o modelo final construído em apenas uma malha, representando um volume fechado sem imperfeições na superfície. Para uma maior facilidade numérica, as pontas superiores do *headset* foram tratadas como pequenos volumes fechados em malhas separadas.

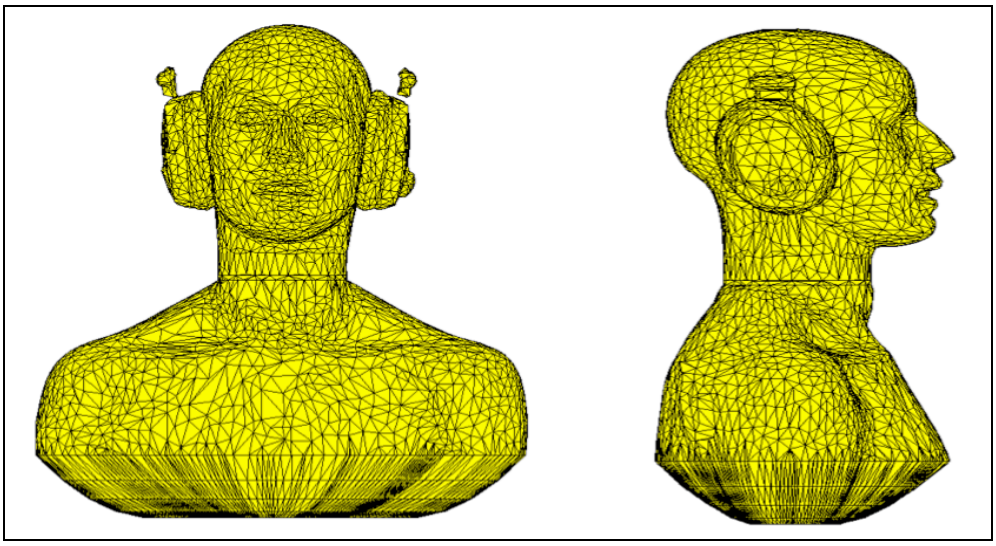


Figura B.11 - Modelo final do manequim Kemar

Para verificar se os ajustes feitos no modelo não resultou em alguma falha na malha, torna-se necessário a validação da mesma. Assim, foi desenvolvido um código computacional baseado em uma árvore genealógica a partir do princípio que cada triângulo deve possuir apenas 3 vizinhos e a contagem deve começar no triângulo número 1 e parar no último (que corresponde ao de maior índice). A Figura B.12(a) apresenta o resultado obtido. Vale ressaltar que o pico destas ramificações representa o triangulo de índice 1 que é ligado aos seus 3 vizinhos (triângulos de índice 2, 3 e 4, por exemplo) e assim sucessivamente para os 8580 elementos. Vale observar que as Figuras B.12(b) e B.12(c) apresentam este mesmo tipo de resultado para os pequenos volumes presentes no lado esquerdo e direito do *headset*, cada um com 118 e 126 elementos respectivamente.

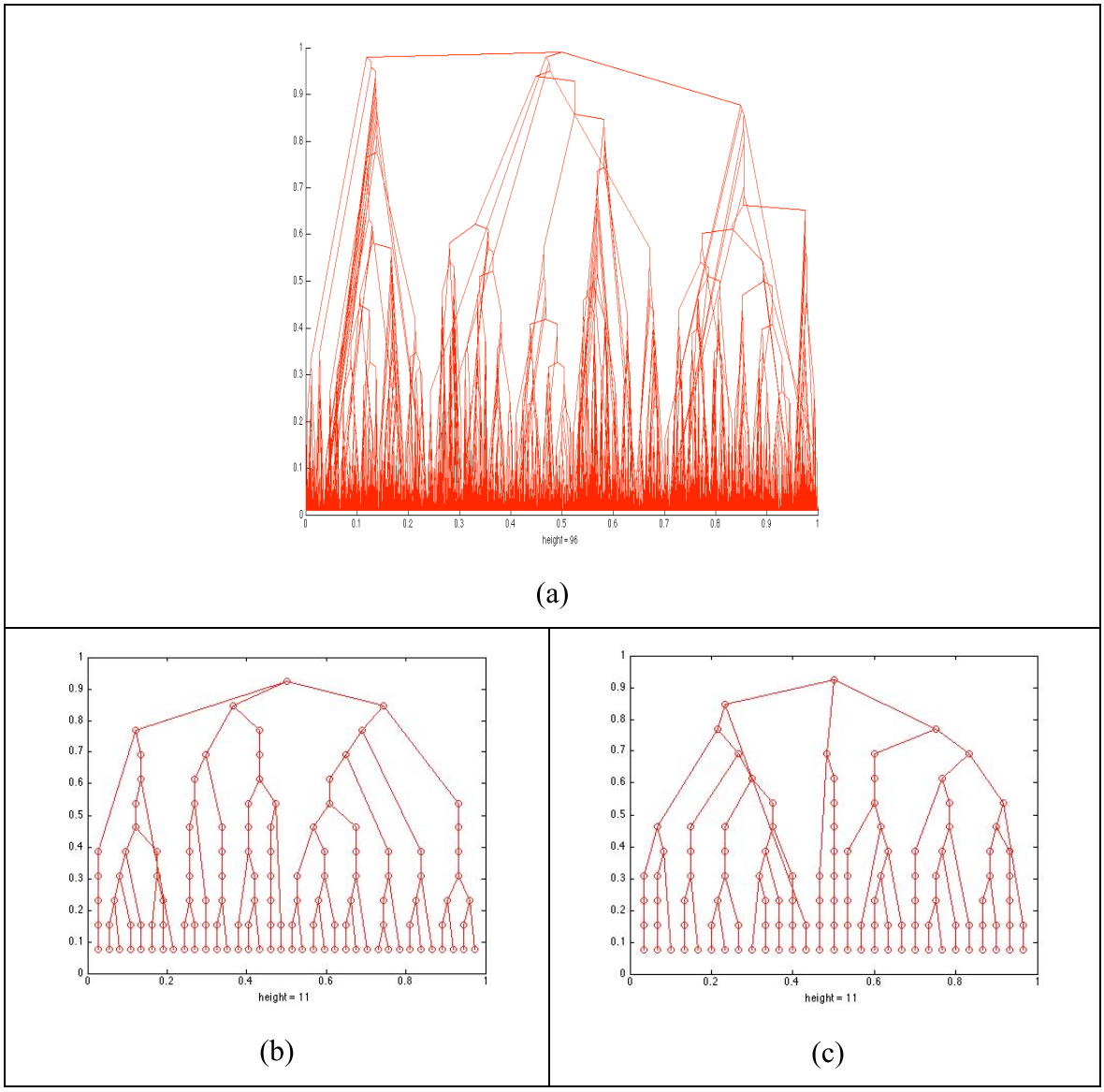


Figura B.12 – Validação do modelo pela plotagem de cada triângulo ligado a seus vizinhos. Malhas: cabeça e tronco (a), volume à esquerda do *headset* (b), volume à direita do *headset* (c).

Uma vez que a malha do modelo foi validada, o próximo passo foi calcular o vetor normal de cada elemento para aplicar-se o Método das fontes Equivalentes. Além disso, requer-se que todos os vetores normais estejam apontando para fora do modelo, para que as velocidades das fontes equivalentes (internas ao modelo) sejam direcionadas ao encontro das velocidades das fontes sonoras externas ao modelo. Assim, partido do princípio que o produto vetorial de dois vetores resulta em um vetor normal ($\vec{n}$) ao plano composto por esses vetores, realizou-se o produto vetorial dos vetores que compunham dois lados de cada triângulo e alocou o vetor resultante no centróide do triângulo. Entretanto, o problema encontrado neste ponto foi de que os vetores que compunham os lados dos triângulos estavam aleatoriamente

orientados, não garantindo então que o produto vetorial dos mesmos resultasse em um vetor normal direcionado para fora do modelo. Assim, escreveu-se um código computacional para que estes vetores fossem todos orientados no sentido anti-horário para que os vetores normais fossem calculados. A Figura B.13 ilustra essa lógica das direções dos vetores enquanto que a Figura B.14 já apresenta o modelos com os vetores normais impressos.

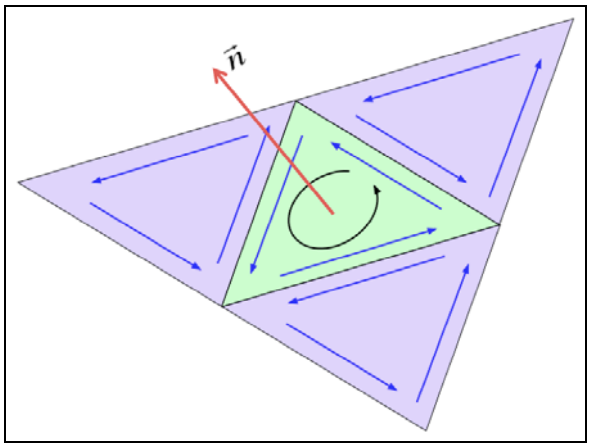
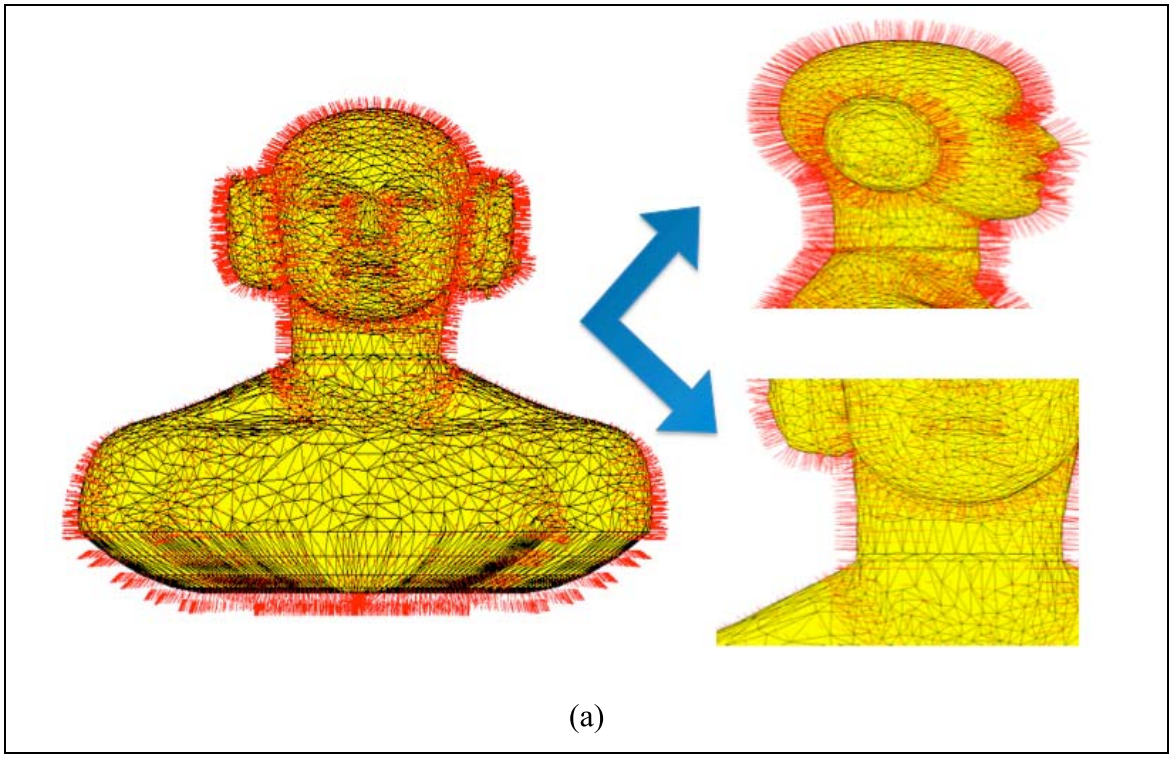


Figura B.13 – Reorientação das direções dos vetores da malha para o cálculo dos vetores normais de cada triângulo.



(a)

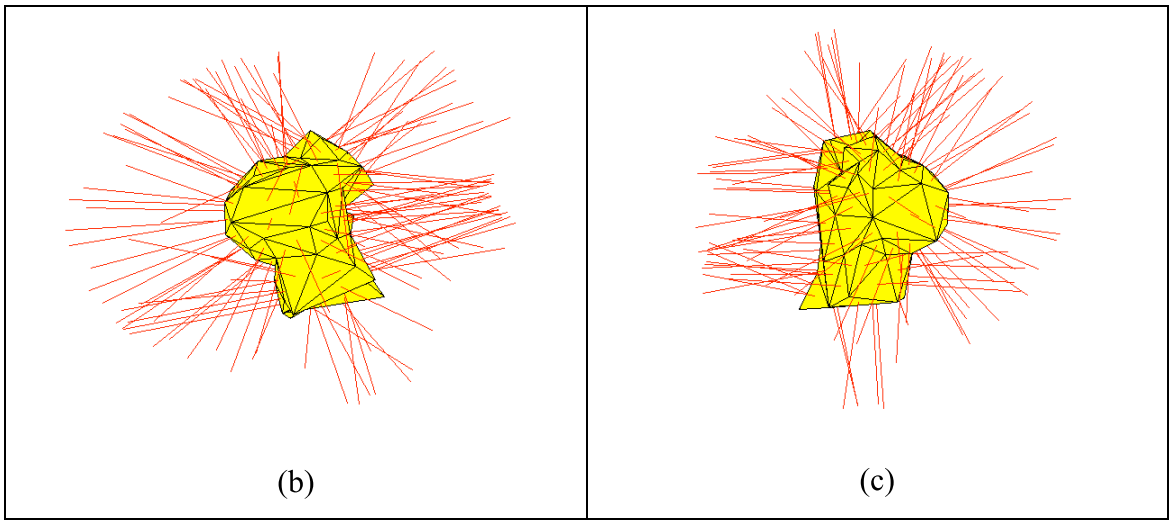


Figura B.14 – (a) Modelo final, (b) volume à esquerda do *headset* e (c) volume à direita do *headset* com os vetores normais localizados nos centróides de cada triângulo da malha.

Por fim, para se aplicar o método das fontes equivalentes, necessita-se criar as fontes equivalentes dentro do modelo para fazer a velocidade do som nula na fronteira do modelo de modo a simular a difração sonora na pele humana. As posições dessas fontes equivalentes podem ser criadas projetando-se para dentro do modelo o centróide de cada triângulo na direção do vetor normal correspondente por um fator escalar. Entretanto, esses pontos serão projetados para fora do modelo em regiões onde o modelo apresenta superfícies afiadas. Este problema foi resolvido escrevendo-se um código computacional, o qual projetava esses centróides respeitando um fator escalar mínimo e criava uma "caixa limite imaginária" com dimensões mínimas, que também tinha suas dimensões em crescimento até o limite especificado pelo fator escalar de projeção. Essa "caixa limite imaginária" teve por finalidade checar se havia no seu interior outros centróides projetados provindos de outros triângulos. Em caso afirmativo, a "caixa" teria suas dimensões reduzidas até haver no seu interior apenas o centróide projetado provindo do triângulo correspondente. Seguindo-se essa lógica, as fontes equivalentes foram alocadas no interior do modelo e essas projeções podem ser vistas na Figura B.15.

Neste ponto vale dizer que não é necessário que todos os centróides sejam projetados no interior do modelo, entretanto, quanto maior o número de fontes equivalentes maior será a precisão do modelo. Assim, a partir do código computacional que criou a "caixa limitadora imaginária", dos 8580 centróides, apenas 5514 tornaram se fontes equivalentes.

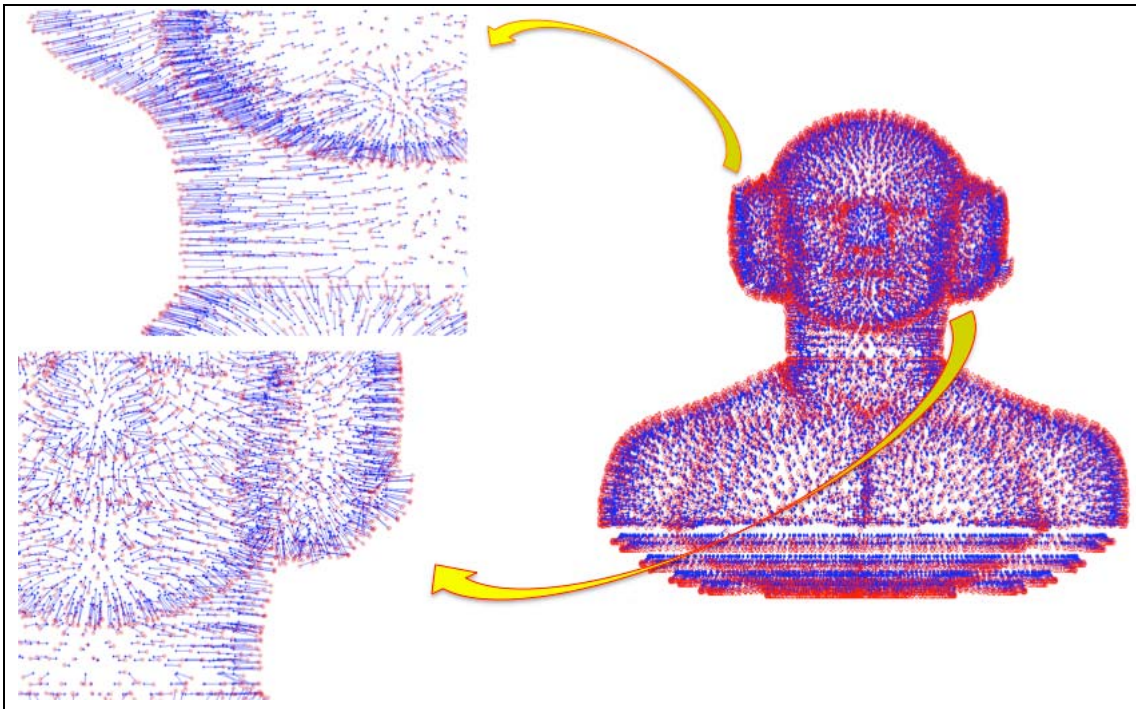


Figura B.15(a) – Em vermelho estão plotados os centróides de cada triângulo da malha que compõe o modelo e em azul estão as fontes equivalentes projetadas no interior do modelo nas direções dos respectivos vetores normais (linha azul).

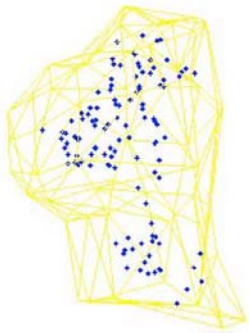


Figura B.15(b) – Em amarelo esta plotado apenas os contornos da malha do volume à esquerda do *headset*. Em azul estão plotadas as fontes equivalentes projetadas na direção dos respectivos vetores normais.

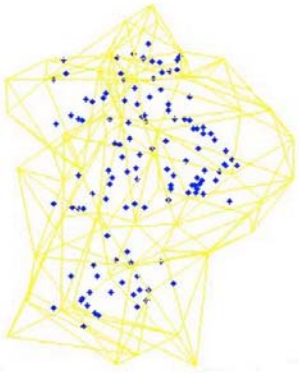


Figura B.15(c) – Em amarelo estão ploados apenas os contornos da malha do volume à direita do *headset*. Em azul estão plotadas as fontes equivalentes projetadas na direção dos respectivos vetores normais.

Uma vez definido o modelo e as fontes equivalentes já alocadas, procede-se a validação do mesmo por comparações com dados experimentais. Assim, alocou-se 3 microfones (Mic1, Mic2 e Mic3) do lado esquerdo no *headset* (Figura B.16) e em uma câmara

anecóica coletou-se a pressão acústica capitada por esses microfones. Os dados foram plotados em um mapa de pressão acústica (ângulo, freqüência, pressão) e comparados com os mesmos mapas obtidos numericamente a partir o modelo desenvolvido com o uso do método das Fontes Equivalentes (*ESM*).

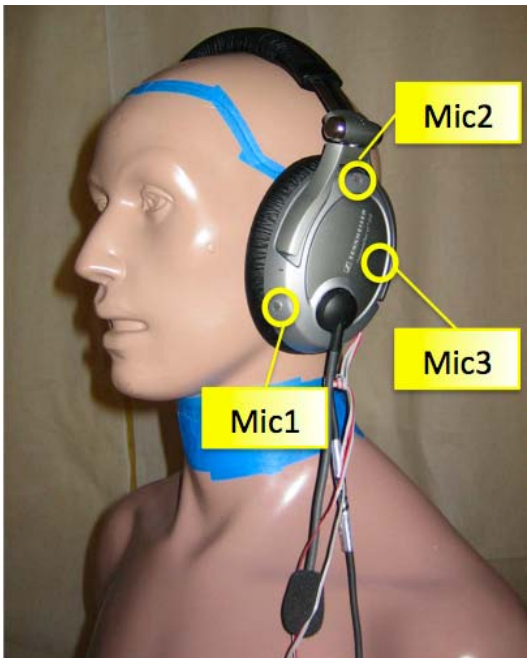


Figura B.16(a) – Microfones alocados no manequim.

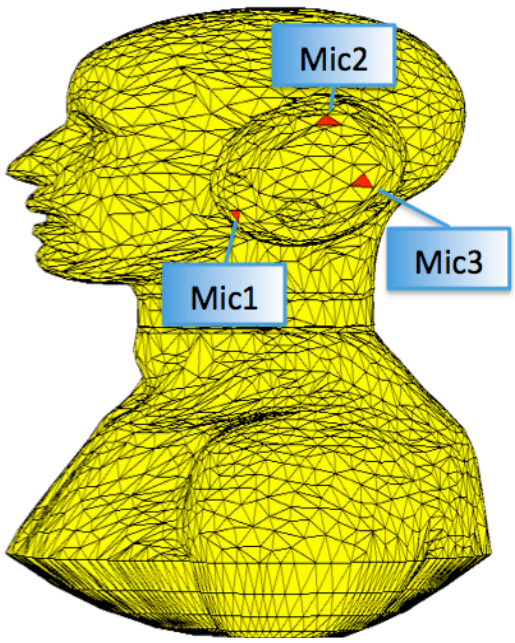


Figura B.16(b) – Microfones alocados no modelo numérico.

Os mapas experimentais e numéricos da pressão acústica capturados nos microfones Mic1, Mic2 e Mic3 foram gerados para a fonte sonora localizada em 0º e 20º de elevação. Os resultados obtidos estão mostrados nas Figuras B.17 a B.22 para serem comparados a fim de se validar o modelo.

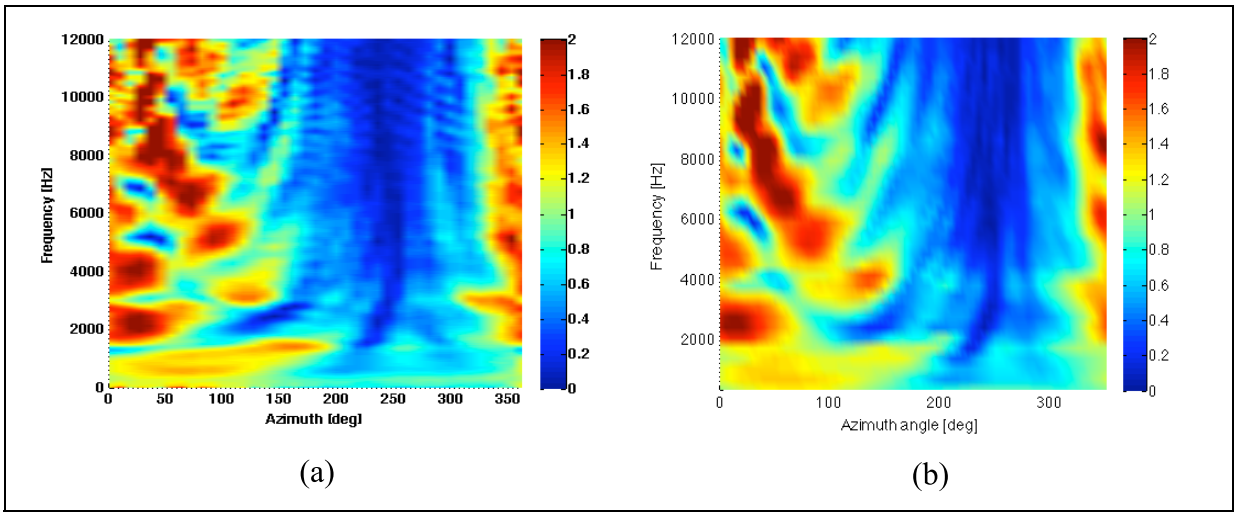


Figura B.17 – Mapa da pressão acústica capturada pelo Mic1 – Resultado experimental (a) e resultado numérico (b) para fonte sonora em 0º.

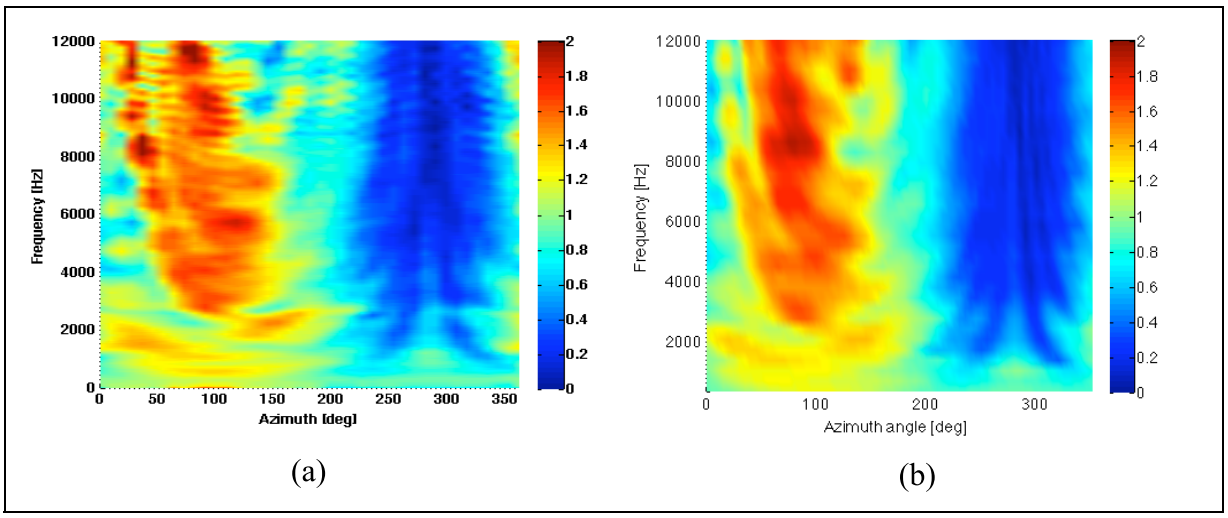


Figura B.18 – Mapa da pressão acústica capturada pelo Mic2 – Resultado experimental (a) e resultado numérico (b) para fonte sonora em 0º.

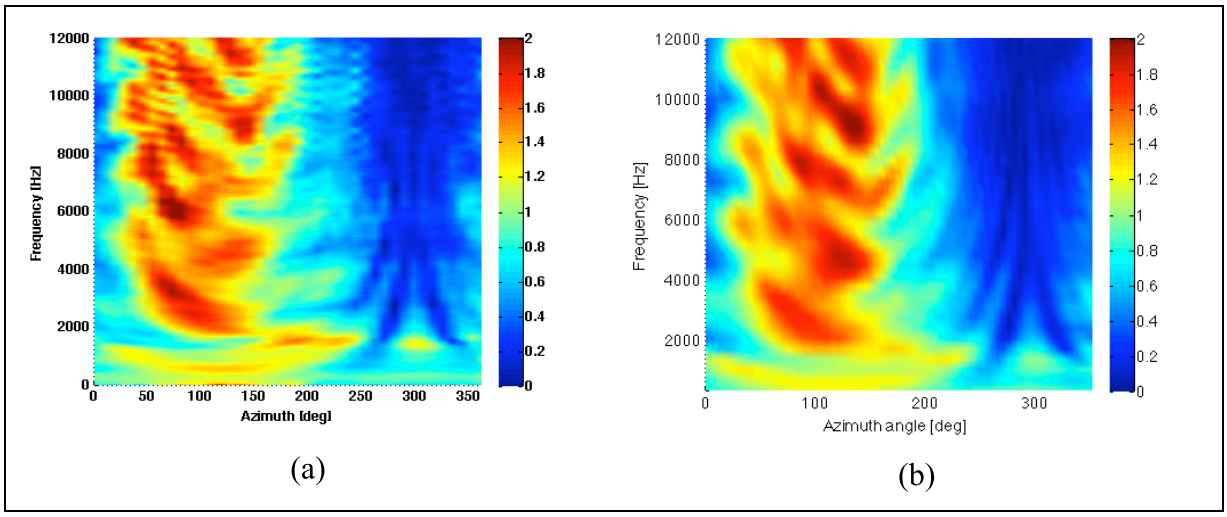


Figura B.19 – Mapa da pressão acústica capturada pelo Mic3 – Resultado experimental (a) e resultado numérico (b) para fonte sonora em 0º.

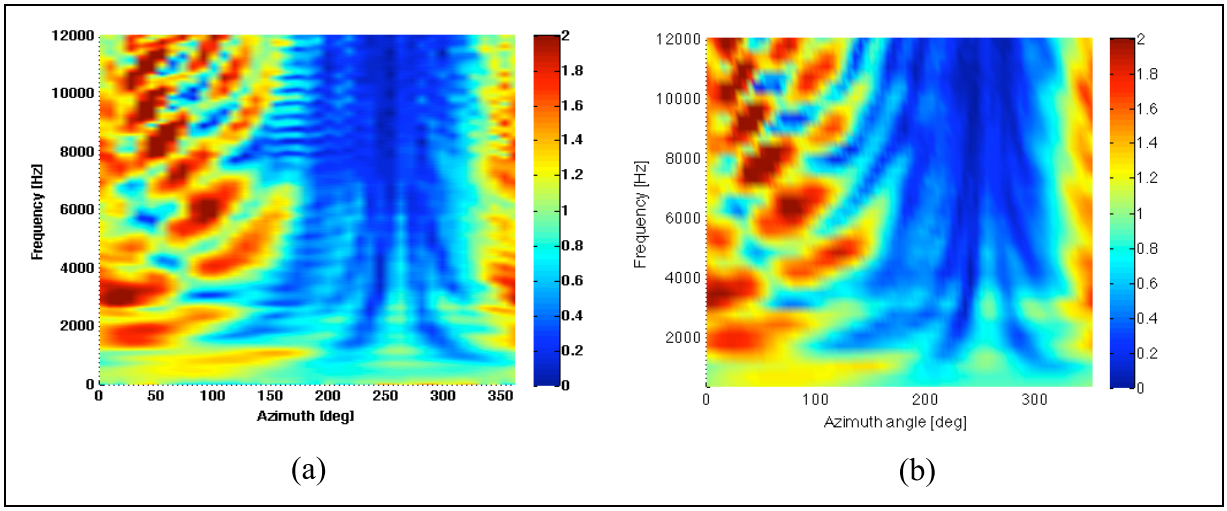


Figura B.20 – Mapa da pressão acústica capturada pelo Mic1 – Resultado experimental (a) e resultado numérico (b) para fonte sonora em 20º.

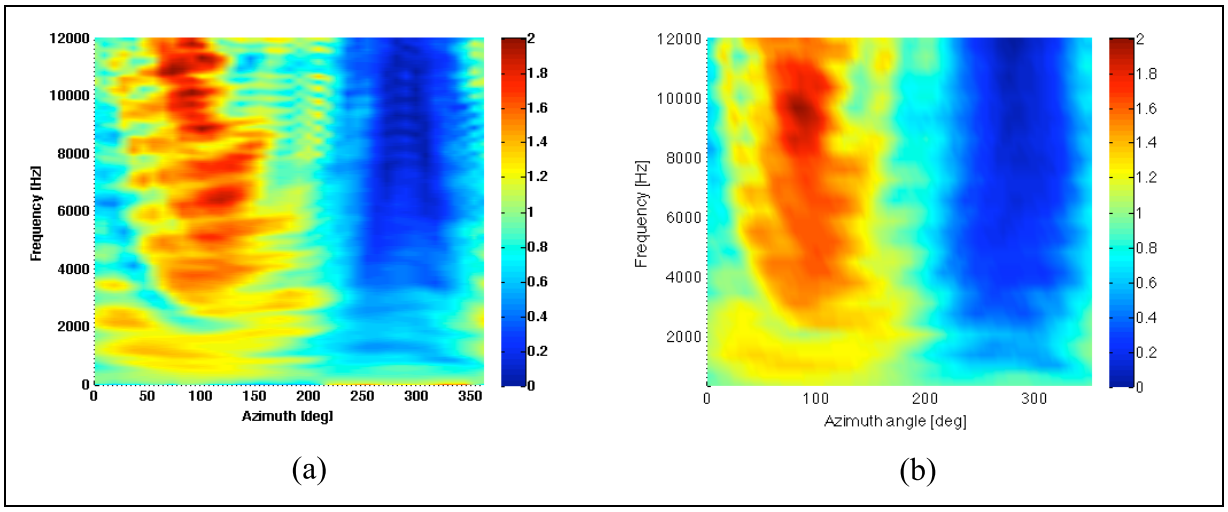


Figura B.21 – Mapa da pressão acústica capturada pelo Mic2 – Resultado experimental (a) e resultado numérico (b) para fonte sonora em 20º.

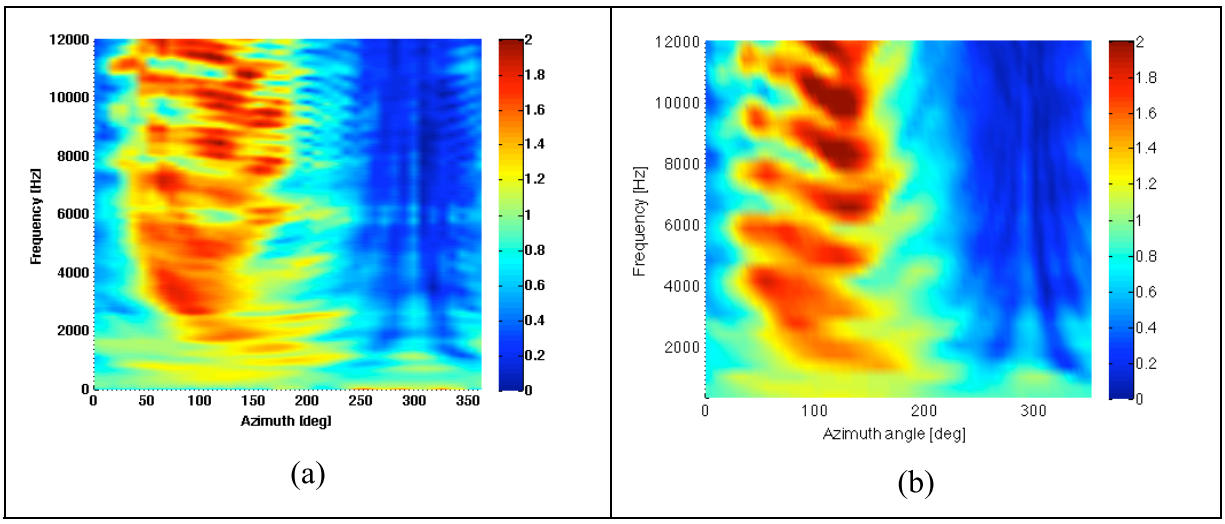


Figura B.22 – Mapa da pressão acústica capturada pelo Mic3 – Resultado experimental (a) e resultado numérico (b) para fonte sonora em 20º.

Comparando-se qualitativamente os resultados apresentados e desprezando o ruído presente nos resultados experimentais, conclui-se que a modelagem numérica desenvolvida apresenta resultados muito próximos da realidade, tornando possível o desenvolvimento de filtros de voz e o sistema de controle de ruídos de acordo com a difração sonora no corpo humano apresentada pelo modelo. De forma a simular a pressão acústica sobre o corpo humano, posicionou-se numericamente a fonte sonora em um determinado ângulo azimutal e fixou-se a freqüência de emissão acústica para se obter os resultados apresentados nas

Figura B.23. Assim, mais uma vez foi possível avaliar-se qualitativamente os resultados apresentados pela modelagem realizada.

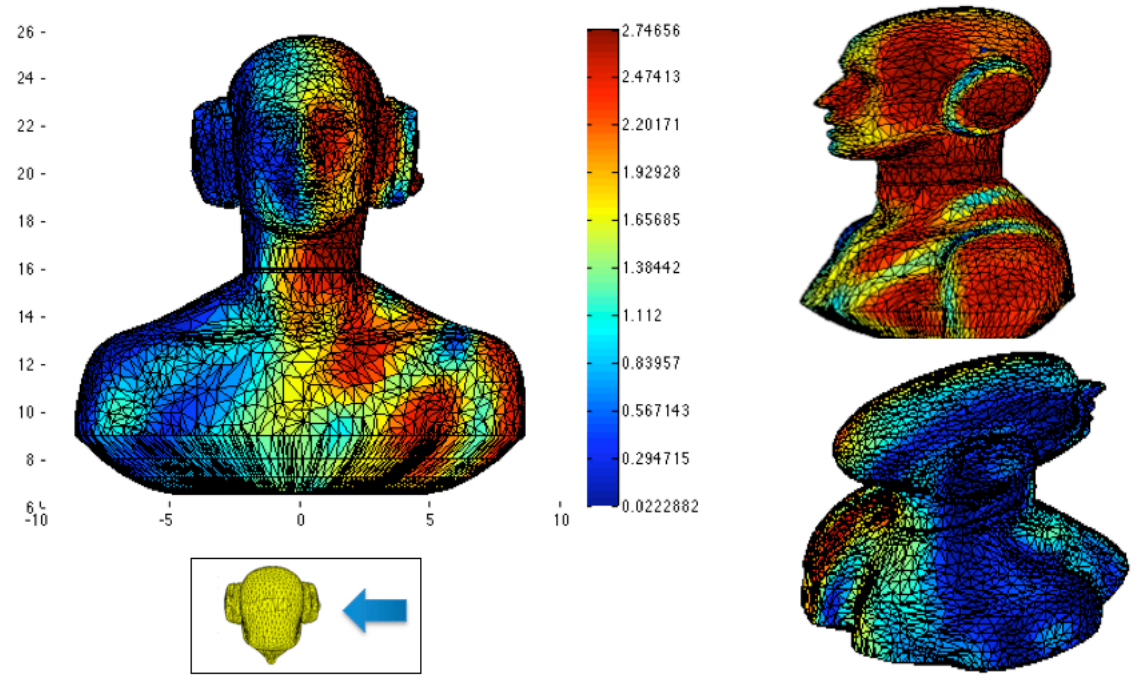


Figura B.23 (a) – Pressão sonora sob o modelo com a fonte localizada em 90º azimutal e emitindo som a 2500Hz.

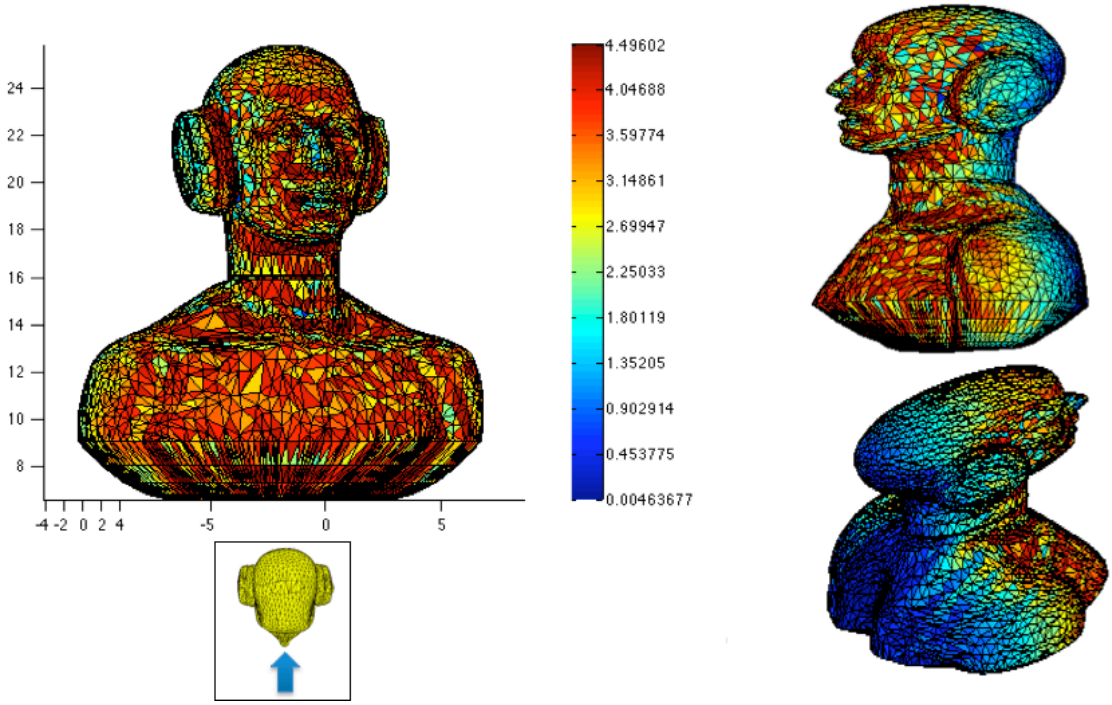


Figura B.23 (b) – Pressão sonora sob o modelo com a fonte localizada em 0º azimutal e emitindo som a 12000Hz.

Analisando-se a Figura B.23, pode-se dizer que para baixas freqüências (2500 Hz, por exemplo), as regiões do modelo apresentam-se mais homogêneas ao receberem a pressão provinda da fonte sonora. Porém, para freqüências mais elevadas (12000 Hz, por exemplo), observa-se que os elementos da malha do modelo não mais apresentam esta homogeneidade, tendo em vista que em freqüências mais elevadas o comprimento da onda acústica se torna menor podendo atingir cada elemento da malha de maneira diferente devido à não-suavidade da superfície do modelo. Dessa forma, investigou-se até qual freqüência era possível trabalhar com este modelo dentro de uma precisão satisfatória, calculando-se o erro (velocidade acústica remanescente, Equação B.12) na superfície do modelo até 20kHz. Os resultados mostrados na Figura B.24 foram obtidos para a fonte localizada nos ângulos azimutais de 0º, 45º, 90º e 135º (0º de elevação) no mesmo elemento da malha onde estava localizado o microfone Mic1.

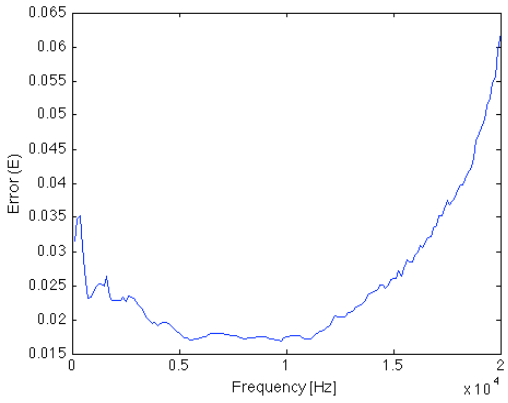


Figura B.24(a) – Erro na froteira do modelo para a fonte em 0º no azimute.

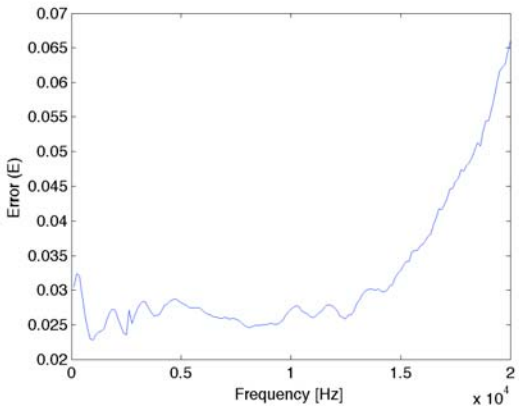


Figura B.24(b) – Erro na froteira do modelo para a fonte em 45º no azimute.

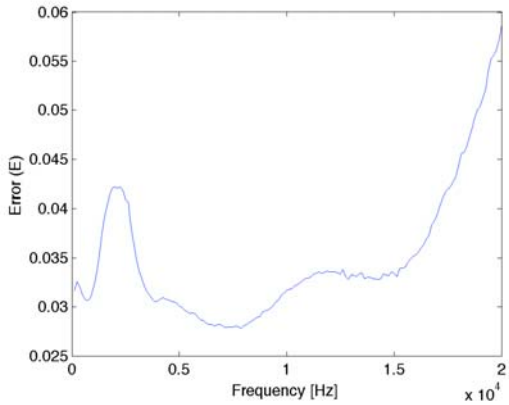


Figura B.24(c) – Erro na froteira do modelo para a fonte em 90º no azimute.

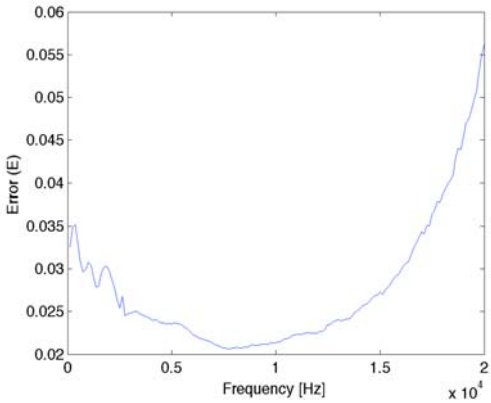


Figura B.24(d) – Erro na froteira do modelo para a fonte em 135º no azimute.

Dessa forma, pode-se concluir que o modelo apresenta-se estável até aproximadamente a faixa 10-12kHz e acima destes valores o erro começa a aumentar de maneira exponencial.

Deste modo, completa-se a modelagem deste sistema tornando possível utilizá-lo para o estudo e desenvolvimento do sistema de controle *feedforward* para controle de ruídos e isolamento da voz.

B.3 – CONTROLE FEEDFORWARD: DEPURAÇÃO DE VOZ E ATENUAÇÃO DE RUÍDOS

Quando microfones são acoplados em *headsets*, os sinais captados podem ser filtrados para várias finalidades, como por exemplo para a localização de fontes sonoras distantes, para proporcionar ao usuário uma escuta limpa, sem ruídos e desobstruída (*transparent hearing*), ou mesmo para a extração de voz em um meio ruidoso. Nesta aplicação prática de controle acústico com a implementação de microfones em um *headset*, utilizou-se a técnica de controle *feedforward* para a depuração de voz para comunicação na ausência do microfone projetado em frente à boca (*"boom microphone"*). Um esquema da aplicação a ser estudada pode ser encontrado na Figura B.25, a qual mostra que a voz do usuário ao ser captada pelos microfones laterais do *headset* é processada por filtros digitais implementados com a estratégia de controle *feedforward* fornecendo uma voz mais "limpa" e com ruídos atenuados. Em seguida, esse sinal com a voz depurada pode ser enviado para um completo sistema de comunicação externo ou mesmo facilitar a conversa entre usuários inseridos em ambientes ruidosos.

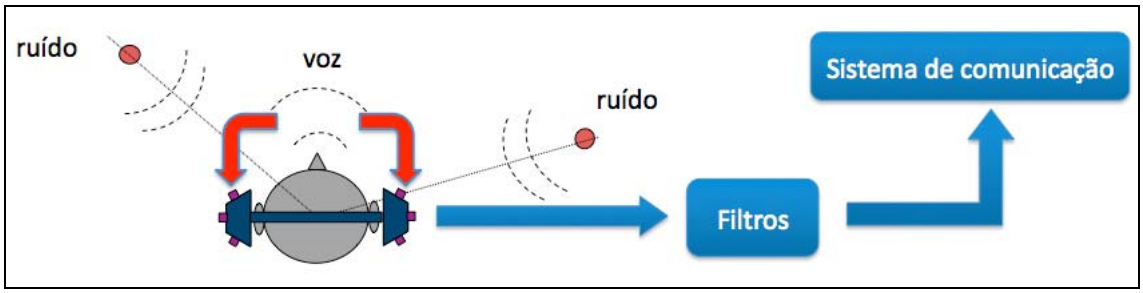


Figura B.25 – Esquema da aplicação do controle acústico para a extração da voz em um ambiente ruidoso.

O diagrama de blocos da Figura B.26 mostra como este sistema de controle *feedforward* filtra o sinal da voz em meio aos ruídos presente no ambiente. Assim, observa-se que este sistema requer um filtro de voz (*beam to voice filter*) e um filtro bloqueador (*blocking filter*) para que o controle adaptativo seja realizado tendo como erro apenas o sinal da voz.

Para se calcular o filtro de voz, utilizou-se a modelagem *MVDR* (*Minimum Variance Distortionless Response*). A filtragem *MVDR* refere-se ao problema de identificação de um filtro linear que minimiza a variância na sua saída e ao mesmo tempo mantém a resposta não distorcida em direção a um vetor de entrada de interesse específico, sendo neste caso a voz. O filtro *MVDR* também é conhecido por ser superior ao clássico filtro de atraso e soma (*delay and sum beamformer*), de maneira que o *MVDR* possui a característica de cancelamento de interferências. Esta característica de cancelamento é realizada na forma de zeros que são adaptativamente alocados na direção da fonte de interferência e então o vetor de resposta nesta direção é mínimo. Adicionalmente, o filtro *MVDR* é considerado ser ótimo no sentido de que os sinais amostrados no vetor são processados sem reduzir o ganho na direção dos sinais desejados. Conforme presente em Wiltgen e Roan (2007), tem-se a seguinte matriz de filtragem $\mathbf{w}_v$ para o problema de otimização:

$$\mathbf{w}_v = \frac{\mathbf{S}_{XX}^{-1}\mathbf{d}_v}{\mathbf{d}_v^H\mathbf{S}_{XX}^{-1}\mathbf{d}_v} \tag{B.16}$$

onde $\mathbf{S}_{XX}$ é a matriz de densidade espectral de potência (Equação 5.13) dos sinais $\mathbf{x}$ dos microfones e $\mathbf{d}_v$ é o vetor que contém informações relacionadas ao ângulo de chegada da voz para cada freqüência de amostragem em cada microfone. Assim, o sinal filtrado com voz dominante é dado por

$$\mathbf{y}_v(\omega) = \mathbf{w}_v^H(\omega)\mathbf{x}(\omega) \tag{B.17}$$

Uma maneira de reduzir a influência do ruído é incluir algoritmos adaptativos para a estimativa dos coeficientes, uma vez que este tipo de estimadores possui memória das ocorrências anteriores. O filtro bloqueador juntamente com o filtro de controle adaptativo foram modelados a partir da estratégia de controle chamada algoritmo *Block Least Mean Square (Block LMS* ou *BLMS algorithm*), no qual o vetor dos coeficientes é atualizado apenas

uma vez a cada ocorrência baseado na estimativa de um gradiente de bloqueio. Além disso, quando combinados (filtro bloqueador ($\boldsymbol{w}_b$) mais filtro adaptativo ($\boldsymbol{H}$)) zeros são alocados nas matrizes nas direções das interferências. O algoritmo *BLMS* já foi proposto para casos nos quais o sinal de referência é uma entrada randômica e quando a entrada é estacionária, possui o mesmo erro de regime permanente e velocidade de convergência que o algoritmo *LMS* (CLARK et al., 1981, HAYKIN, 1996). Conforme já exposto neste capítulo e em Olmos et al., 2002, o controle adaptativo foi realizado baseando-se no algoritmo LMS e a função custo minimizada pelo método *steepest descent*. Retomando-se à Equação (5.45), o sinal ótimo do ajuste dos controladores, desconsiderando a matriz de esforço **R**, pode expresso por,

$$\mathbf{w}_b = \left[\mathbf{D}_+^H \mathbf{Q} \mathbf{D}_+\right]^{-1} \mathbf{D}_+^H \mathbf{b} \tag{B.18}$$

onde $\mathbf{D}_+$ é o vetor que contém informações relacionadas ao ângulo de chegada do ruído para cada freqüência de amostragem, **Q** é a matriz de ponderação e **b** é o vetor bloqueador. Assim, o sinal filtrado é dado por,

$$\mathbf{y}_b = \mathbf{w}_b^H \mathbf{x} \tag{B.19}$$

Como deseja-se apenas o sinal da voz, basta realizar-se o controle adaptativo entre $\mathbf{y}_b$ e $\mathbf{y}_v$ tendo como erro apenas o sinal da voz mais algum resquício de ruído, conforme ilustra a Figura 5.40.

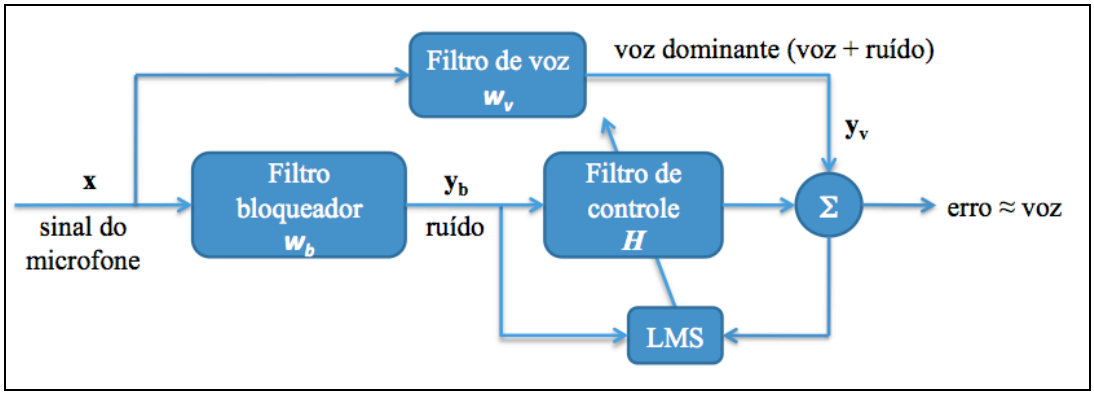


Figura B.26 – Diagrama de blocos para o sistema de controle *feedforward* usado para extração da voz.

O desempenho deste sistema de controle foi avaliado com resultados experimentais a partir da extração da voz em meio a um ruído tonal próximo do modelo bem como sob a condição de um ruído branco. Seis microfones foram alocados no *headset* (3 no fone esquerdo e 3 no fone direito) e a Figura B.27 ilustra as posições dos microfones no modelo.

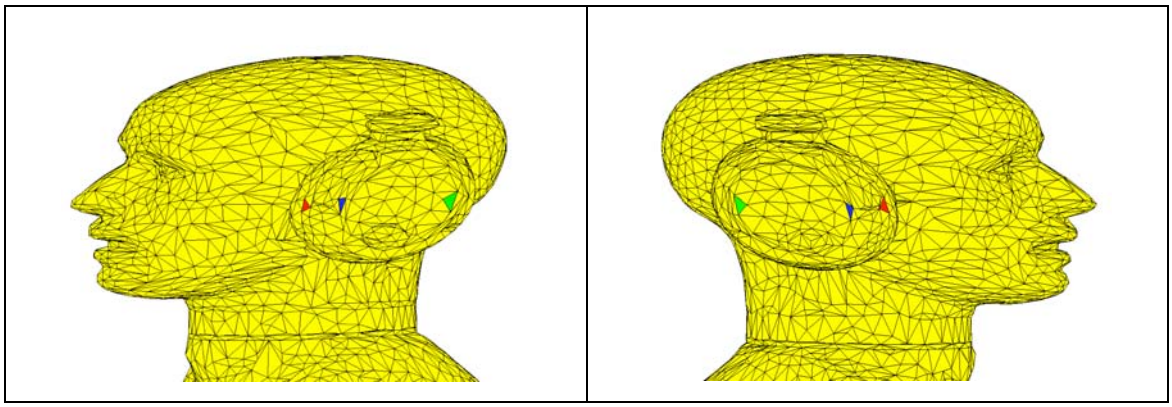


Figura B.27 – Localização dos seis microfones: três no fone esquerdo (Mic#1 (vermelho), Mic#2 (zul), Mic#3 (verde)) e três no fone direito (Mic#4 (vermelho), Mic#5 (zul), Mic#6 (verde)).

Observa-se que o arranjo de microfones localizados nos fones está disposto em linha horizontal, sendo dois deles direcionados para a frente, o que permite uma melhor captação do sinal da voz. Além disso, é aconselhável não posicionar os microfones em posições simetricamente espaças de maneira a evitar a captação de sinais similares, pois o comprimento de onda pode se relacionar com o espaçamento regular. Assim, posicionou-se a fonte de voz na boca do modelo (Figura B.28) e analisou-se o sinal do seguinte discurso sob condições de ruído tonal e ruído branco.

> *"This Nation was founded by men of many nations and backgrounds. It was founded on the principle that all men are created equal, and that the rights of every man are diminished when the rights of one man are threatened*" (extraído do discurso *Radio and Television Report to the American People on Civil Rights, President John F. Kennedy, June 11, 1963, The White House, Washington, D.C.*).

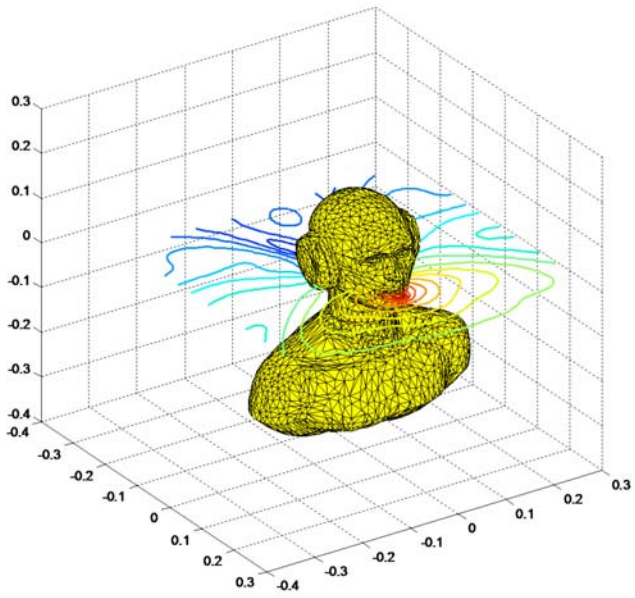


Figura B.28– Modelo emitindo sinal de voz

Realizou-se a extração de voz pelo controle *feedforward* (Figura B.26) com ruídos tonal e branco localizados a 0,5 m de distância do modelo e não-simultaneamente em 10º e 90º (lado esquerdo) em azimute a fim de se evidenciar a sensibilidade dos microfones de acordo com a difração do som no modelo (corpo humano). A Figura B.29 mostra a resposta ao impulso dos 6 microfones quando colocados sob a condição do ruído.

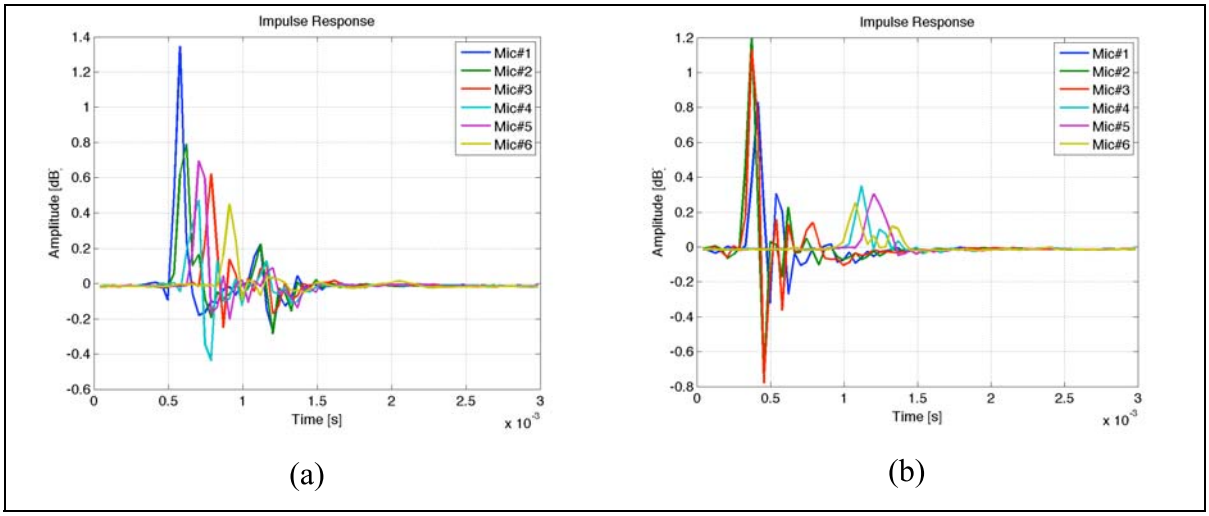


Figura B.29 – Resposta ao impulso de cada microfone quando o ruído esta localizado a (a) 10º e (b) 90º do lado esquerdo do modelo.

Observa-se na Figura B.29(a) que a resposta do Mic#1 é a de maior magnitude, o que é lógico concluir pois é o microfone que está melhor posicionados para a captação do ruído

(vide Figura B.27). Em seguida, os microfones Mic#2, Mic#5, Mic#3, Mic#4, Mic#6 são os que representam as maiores magnitudes, respectivamente em ordem decrescente, o que também se torna lógico ao analisar a difração do som no modelo. Vale observar que nesta situação o modelo obstrui a pressão sonora no Mic#4, tornando sua magnitude menor que a do Mic#5, entretanto maior que a do Mic#6. Para o ruído localizado a 90º do modelo (Figura B.29(b)), observa-se que os microfones Mic#2 e Mic#3 são os que apresentam maiores magnitudes de resposta, afinal são os que estão melhores posicionados para capitação deste ruído. Em seguida os microfones Mic#1, Mic#4, Mic#5 e Mic#6 apresentam as maiores magnitudes, respectivamente em ordem decrescente. Observa-se que, devido ao comportamento do som ao redor do modelo, os microfones Mic#4, Mic#5 e Mic#6 apresentam magnitudes bem inferiores em relação às dos microfones Mic#1, Mic#2 e Mic#3.

Assim, os resultados ao aplicar-se o controle *feedforward* para extrair-se a voz dos ruídos tonal e branco são mostrados nos espectros das Figura B.30 a B.33.

Observa-se na Figura B.30 que a extração de voz do ruído tonal foi realizada com sucesso e verificou-se alto desempenho em freqüências até aproximadamente 1300Hz. Já na Figura B.31, observa-se que o controle para extração de voz quando obstruída por um ruído branco apresentou alto desempenho em todo o domínio de freqüência. Vale ressaltar que a faixa de freqüência considerada em estudos com a voz humana é de, aproximadamente, 300-3400 Hz, entretanto, a voz de um homem adulto fica na faixa de 85-155 Hz e de uma mulher adulta fica na faixa de 165-255 Hz (http://en.wikipedia.org/wiki/Voice_frequency. Acesso em 15/02/09), freqüências nas quais o sistema de controle apresentou ótimo desempenho tanto para o ruído tonal quanto para o ruído branco.

Ao se mover a localização da fonte sonora de ruído, procura-se analisar resultados que evidenciam que o sistema de controle consegue se adaptar aos diferentes locais da fonte de ruído e realizar as filtragens dos sinais da melhor maneira possível. Assim, com 90º em azimute, conseguiu-se controle em ambos os casos de ruído tonal e branco conforme mostram as Figuras B.32 e B.33.

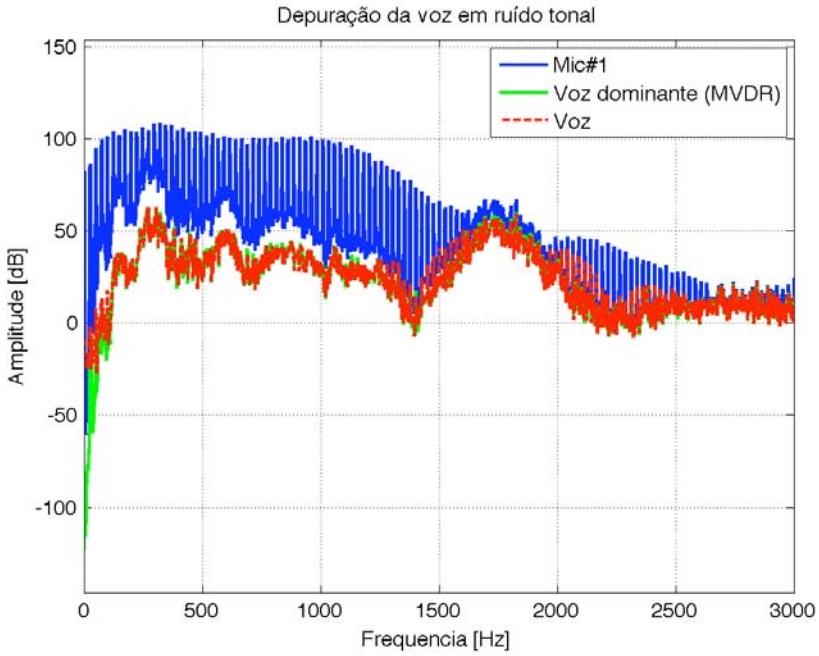


Figura B.30(a) – Espectro da extração de voz feita pelo controle *feedforward* com o ruído tonal localizado a 0,5 m, 10º em azimute, e 0º de elevação.

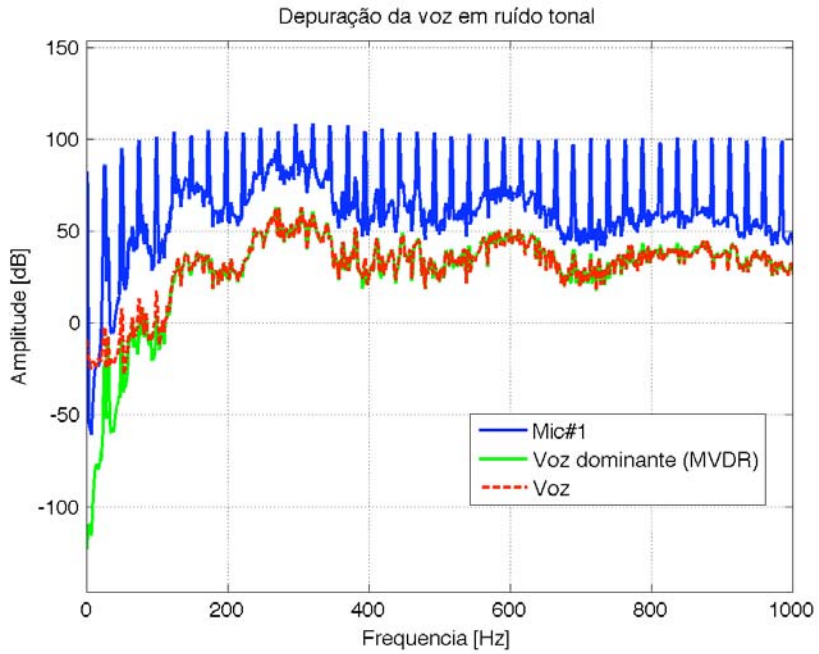


Figura B.30(b) – Espectro da extração de voz feita pelo controle *feedforward* com o ruído tonal localizado a 0,5 m, 10º em azimute, e 0º de elevação – Freqüências entre 0-1000Hz.

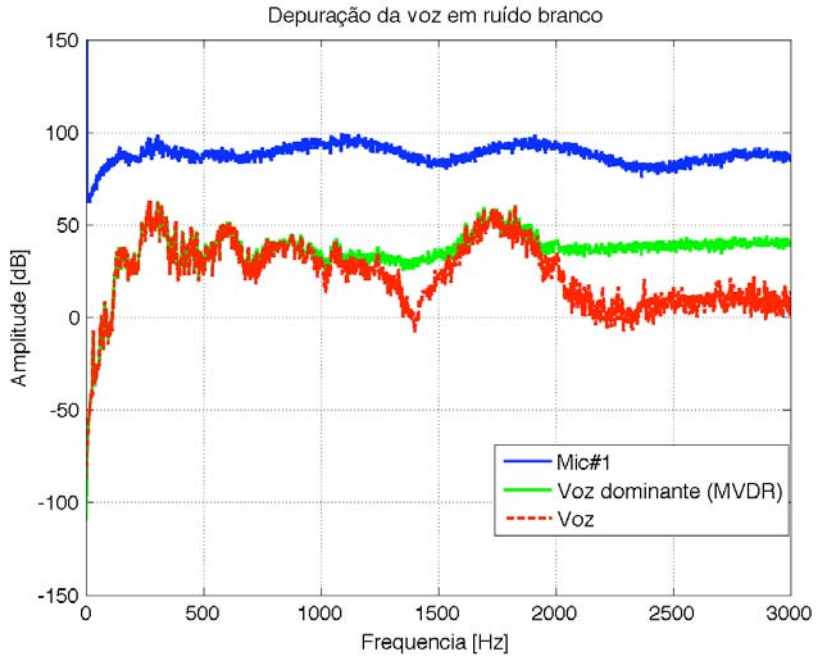


Figura B.31(a) – Espectro da extração de voz feita pelo controle *feedforward* com o ruído branco localizado a 0,5 m, 10º em azimute, e 0º de elevação.

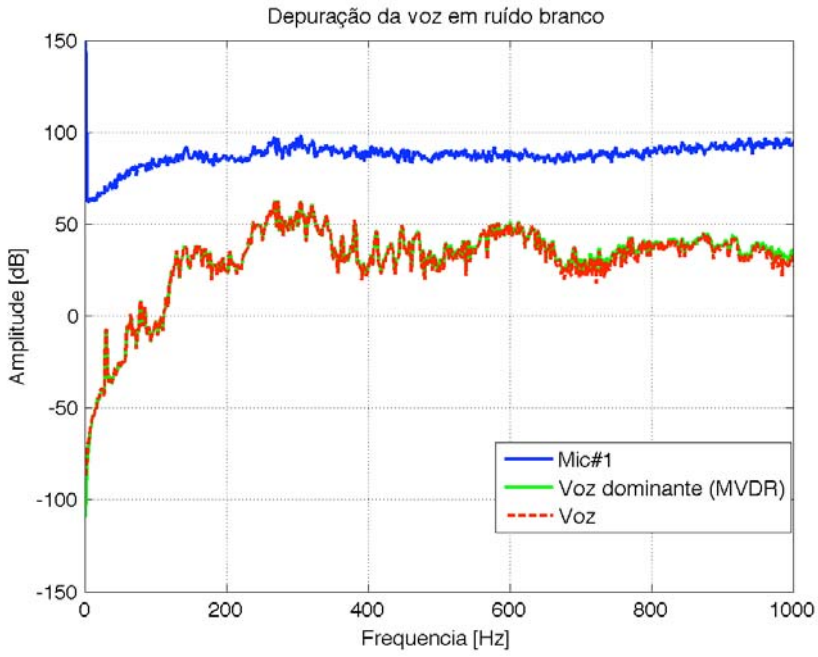


Figura B.31(b) – Espectro da extração de voz feita pelo controle *feedforward* com o ruído branco localizado a 0,5 m, 10º em azimute, e 0º de elevação – Freqüências entre 0-1000Hz.

Deslocando-se a fonte de ruídos para 90º no azimute, obtém-se os seguintes resultados. Vale observar que o sinal considerado no espectro é do Mic#2, microfone mais sensível ao ruído.

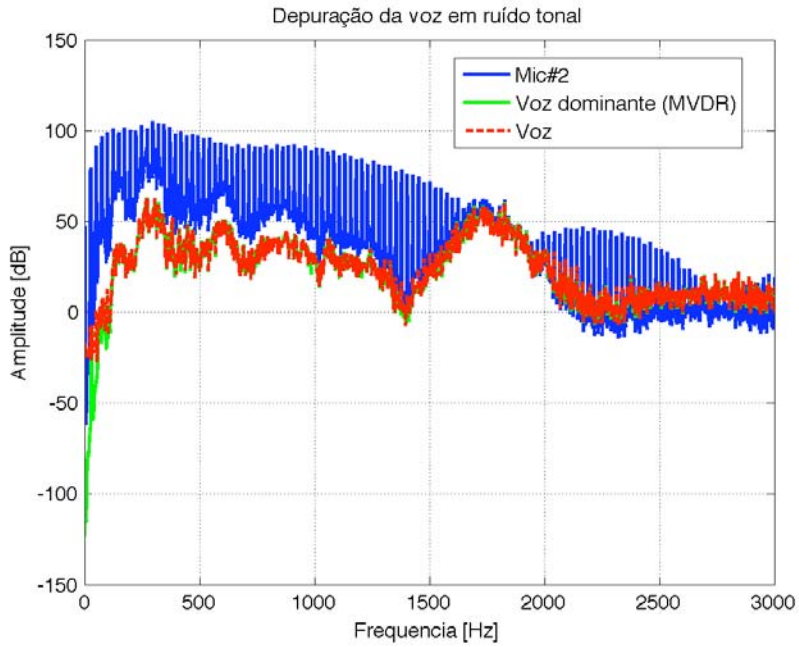


Figura B.32(a) – Espectro da extração de voz feita pelo controle *feedforward* com o ruído tonal localizado a 0,5 m, 90º em azimute, e 0º de elevação.

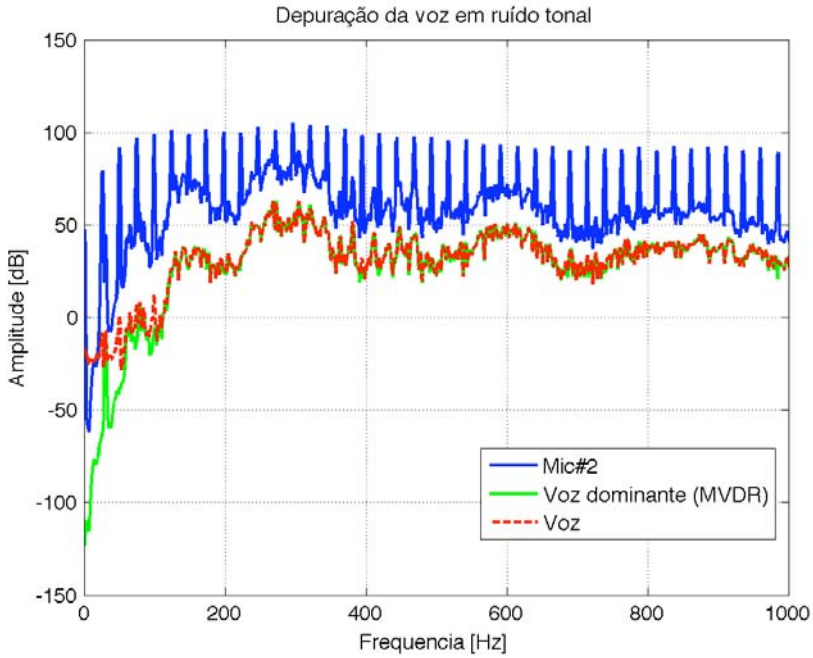


Figura B.32(b) – Espectro da extração de voz feita pelo controle *feedforward* com o ruído tonal localizado a 0,5 m, 90º em azimute, e 90º de elevação – Freqüências entre 0-1000Hz.

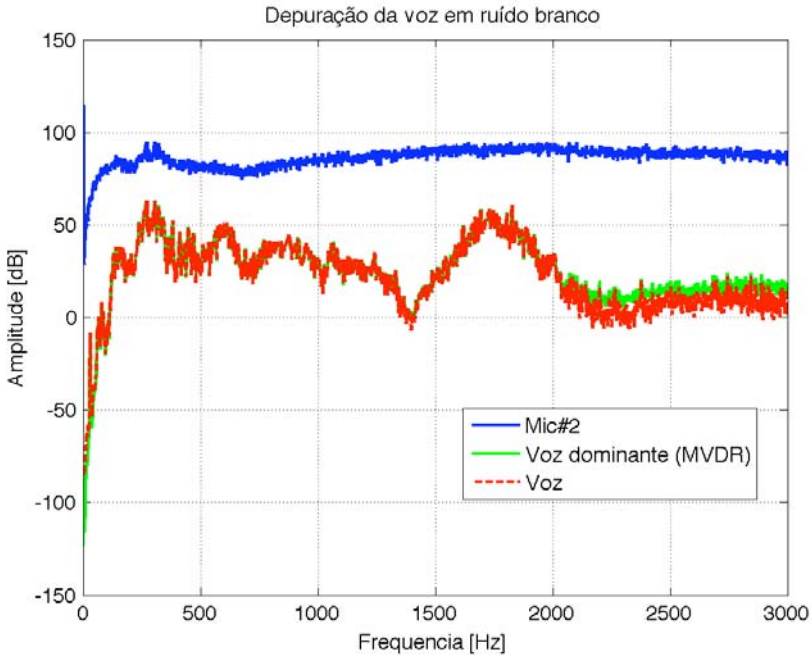


Figura B.33(a) – Espectro da extração de voz feita pelo controle *feedforward* com o ruído branco localizado a 0,5 m, 90º em azimute, e 0º de elevação.

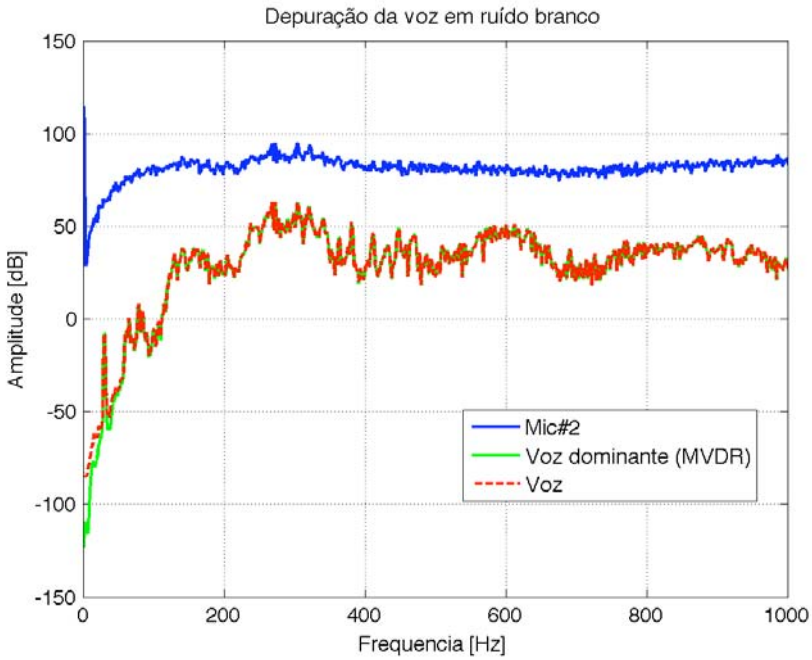


Figura B.33(b) – Espectro da extração de voz feita pelo controle *feedforward* com o ruído branco localizado a 0,5 m, 90º em azimute, e 90º de elevação – Freqüências entre 0-1000Hz.

Estes resultados culminaram com a publicação de um trabalho científico que apresenta a otimização de um sistema de controle de ruído pela alocação ótima de microfones em fones

de ouvidos que são usados para comunicação com o objetivo de se restaurar a orientação de sons oriundos de fontes sonoras externas. O trabalho pode ser encontrado em Jonhson et al. (2009) e também será submetido para publicação em um periódico internacional.