



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"

Faculdade de Engenharia – Campus de Ilha Solteira
Departamento de Engenharia Mecânica

CONTROLE ATIVO DE VIBRAÇÕES E RUÍDO DE ROTORES
UTILIZANDO MANCAIS MAGNÉTICOS

LUIZ DE PAULA DO NASCIMENTO

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia
de Ilha Solteira, FEIS-UNESP, para obtenção
do título de **Livre Docente** junto ao
Departamento de Engenharia Mecânica.

ILHA SOLTEIRA – SP
NOVEMBRO DE 2002

1210001357





UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"

Faculdade de Engenharia – Campus de Ilha Solteira
Departamento de Engenharia Mecânica

**CONTROLE ATIVO DE VIBRAÇÕES E RUÍDO DE ROTORES
UTILIZANDO MANCAIS MAGNÉTICOS**



LUIZ DE PAULA DO NASCIMENTO

Proc. 053/2003-NRP 022/03

UNESP - "CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA"	
SERVIÇO TEC. DE BIBLIOTECA E DOCUMENTAÇÃO	
DATA DE CHEGADA	DATA DE FÓRMO
26.02.03	31.03.03
<i>Ailza</i>	<i>Te. 1357</i>
<i>Arquivado</i>	<i>CLASSIFICAÇÃO</i>
<i>100000</i>	<i>N244c</i>
<i>autor</i>	
<i>R\$ 10,00</i>	

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, FEIS-UNESP, para obtenção do título de **Livre Docente** junto ao Departamento de Engenharia Mecânica.

Co Sys - 185878
Sys - 54751

ILHA SOLTEIRA – SP
NOVEMBRO DE 2002

0500001 ENGENHARIA MECÂNICA

BCpIS - FEIS - UNESP



AGRADECIMENTOS

Desejo expressar meus agradecimentos ao Departamento de Engenharia Mecânica da Faculdade de Engenharia - UNESP - Campus de Ilha Solteira pelas oportunidades que me foram concedidas, e aos meus colegas do Departamento pela amizade, incentivos e contribuições no desenvolvimento deste e de outros trabalhos de pesquisa.

Meu profundo agradecimento ao Prof. Dr. Martin E. Johnson do *Vibration and Acoustics Laboratory* e à Profa. Dra. Mary E. F. Kasarda do *Rotor Dynamic Laboratory*, ambos da *Virginia Polytechnic Institute and State University*, USA, pela amizade, espírito profissional, discussões técnicas e efetiva participação no desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço também à FAPESP – Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo, pelos auxílios concedidos para execução e publicação deste trabalho.

RESUMO

A tecnologia da aplicação dos mancais magnéticos ativos como suporte no cenário rotordinâmico encontra-se bem dominada. Entretanto, a utilização desses mancais como atuadores de não-contato para sistemas de controle ativo de vibração ainda está para ser explorada em sua totalidade. Assim, neste trabalho apresenta-se uma análise do desempenho de um sistema de controle ativo utilizando mancais magnéticos como atuadores para reduzir ruído e vibrações em rotores. Apresenta-se um algoritmo de controle ativo no domínio do tempo x -LMS "feedforward" como uma alternativa para o controle de vibrações dos rotores, e faz-se uma análise do impacto e otimização da localização dos atuadores e dos sensores de erros sobre a redução de vibração síncrona, tanto global como local, ao longo do rotor. Uma análise experimental para avaliar o desempenho do sistema de controle em função da localização dos atuadores e sensores é realizada em um pequeno rotor de laboratório com capacidade de operar em altas rotações. Por outro lado, realizou-se simulações teóricas para analisar o desempenho da estratégia de controle utilizada empregando um modelo matemático simplificado desenvolvido através do método da matriz de impedância. Adicionalmente, este trabalho apresenta os resultados experimentais preliminares da aplicação do sistema de controle ativo para a redução de ruído e vibrações gerados em um rotor devido a um par de engrenagens e uma massa desbalanceada.



ABSTRACT

The technology of the active magnetic bearings applied in the rotor dynamic scenery is already well dominated. However, the use of these bearings as non-contact actuators in active control vibration systems isn't totally investigated yet. Thus, this work presents an analysis of the control performance of an active control system, which uses magnetic bearings as actuators to reduce noise and vibrations of rotors. It was introduced a time-domain x-LMS feedforward algorithm as an alternative to control rotor vibrations, and it was analyzed the impact and optimization of the actuators and error sensors placement on the reduction of global and local rotor vibrations. An experimental performance analysis of the active control system as a function of the actuators and sensors placement has been conducted using a small high-speed test rotor. On the other hand, it was accomplished theoretical simulations to verify the control performance of the active control system through a simplified mathematical model using the matrix impedance method. In addition, this work presents the preliminary experimental results from the active vibration control applied to reduce noise and vibration generated on the rotor by gear mesh frequencies and unbalanced mass.



ÍNDICE

1. INTRODUÇÃO	01
2. MANCAIS MAGNÉTICOS ATIVOS (MMA)	04
2.1. Introdução	04
2.2. Teoria básica do atuador magnético	05
2.3. Circuito eletrônico de controle do mancal	11
2.3.1. Sensor de posição	13
2.3.2. Filtro passa baixa	13
2.3.3. Filtro proporcional, integral e derivativo (PID filter)	14
2.3.4. Amplificador de potência	14
2.4. Modelo matemático do sistema rotor-mancal magnético	15
2.5. Rigidez e amortecimento equivalentes	16
3. CONTROLE ATIVO DE RUÍDO E VIBRAÇÃO	18
3.1. Introdução	18
3.2. Controle ativo tipo “feedback”	19
3.3. Controle ativo tipo “feedforward”	22
4. CONTROLE ATIVO DA RESPOSTA DE UM ROTOR AO DESBALANCEAMENTO USANDO MMA – ANÁLISE EXPERIMENTAL DO EFEITO DA POSIÇÃO DOS SENSORES E ATUADORES	31
4.1. Introdução	31
4.2. Rotor de ensaios experimentais	32
4.3. Características rotordinâmicas do sistema	35
4.3.1. Determinação da rigidez e do amortecimento equivalentes	36
4.4. Resultados experimentais do controle do desbalanceamento	37
4.5. Conclusões dos resultados experimentais	38



5. ANÁLISE TEÓRICA DO CONTROLE ATIVO DO ROTOR – EFEITO DA POSIÇÃO DOS SENSORES E ATUADORES	58
5.1. Modelo matemático para análise do controle ativo	58
5.2. Desempenho do controle ativo	62
5.3. Análise teórica do sistema de controle ativo	63
5.4. Comparação teórica-experimental e conclusões	65
6. CONTROLE ATIVO DE RUÍDO DE ENGRENAGENS USANDO MMA – ANÁLISE EXPERIMENTAL EM UM ROTOR	71
6.1. Introdução	71
6.2. Rotor experimental para controle do ruído de engrenagens	72
6.3. Resultados experimentais preliminares	73
6.4. Conclusões sobre o controle de ruído em engrenagens	74
7. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	78
7.1. Conclusões	78
7.2. Trabalhos futuros	79
8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	80



1. INTRODUÇÃO

Os mancais magnéticos ativos (MMA) são mecanismos que suportam eixos rotativos por levitação em um campo magnético. Os princípios de funcionamento de um mancal magnético podem ser vistos, por exemplo, nos trabalhos de Nascimento (2002) e de Allaire *et al.* (1993). Atualmente os MMA têm tecnologia testada para uma vasta gama de aplicações industriais, comentadas em detalhes, por exemplo, na publicação de Kasarda (2000). Suas aplicações incluem pequenas bombas turbo moleculares de altas velocidades (acima de 60.000 rpm), grandes turbomáquinas (até 35 ton.), motores a jato e aplicações biomédicas, tais como dispositivos de assistência cardiovascular artificial. Informações adicionais sobre as aplicações dos MMA podem ser obtidas nos trabalhos publicados por Iamaishi (1997), Dhar e Barrett (1991) e Allaire, *et al* (1997).

Uma outra aplicação importante dos mancais magnéticos, e que tem grande interesse na atualidade, é como atuadores de sistemas de controle ativo de ruído e vibrações em sistemas rotativos. Podem ser encontradas várias publicações onde os autores utilizam os mancais magnéticos como atuadores de diversos esquemas e algoritmos de controle ativo de vibração, podendo citar Nonami (1998), Hope (1997), Knospe *et al.* (1998) e (1997), Hisatani e Koizumi (1997), Matsumura *et al.* (1994), Knospe (1993), Ku e Chen (1993), Beale (1992), Redmond (1992), Chen e Ku (1991), entre outros. Em geral, as estratégias de controle ativo de vibrações em rotores utilizando mancais magnéticos ficam restritas ao sistema “*feedback*”. A redução de vibração em rotores também pode ser obtida com a aplicação de uma estratégia de controle “*feedforward*” sobreposta à estratégia “*feedback*” necessária para manter a estabilidade do rotor, quando os mancais operam como suportes e atuadores ao mesmo tempo. Neste caso, tem-se investigado muito pouco sobre o impacto da localização dos atuadores e dos sensores de erro ao longo do rotor sobre o desempenho do sistema de controle.

No caso específico de controle ativo de ruído e vibração gerados em transmissões por engrenagens, já está comprovada a importância de se utilizar atuadores o mais próximo possível



da fonte de perturbação, reduzindo, assim, o ruído e a vibração antes que se propaguem por toda a estrutura. Dentro deste contexto, não se tem visto, *a priori*, trabalhos realizados para analisar o desempenho de sistemas de controle com mancais magnéticos para controle de ruído e vibração de engrenagens.

Os objetivos deste trabalho concentram-se na aplicação de um algoritmo de controle ativo no domínio do tempo x-LMS como uma alternativa de controle de vibrações de rotor, na análise do impacto e otimização da localização dos atuadores e sensores de erro sobre a redução de vibrações síncronas em rotores quando um sistema de controle ativo com mancais magnéticos é empregado, e na análise do desempenho de um sistema de controle ativo de ruído e vibrações de engrenagens. Para isso, o trabalho está dividido nas etapas como apresentadas a seguir.

No capítulo 2 apresenta-se a teoria básica dos 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 determina-se a função de transferência global do sistema de controle. Um modelo matemático é proposto para a determinação da rigidez e do amortecimento equivalentes do mancal magnético em função de suas características construtivas e dos ganhos do controlador.

Na sequência, o capítulo 3 está dedicado aos fundamentos básicos do controle ativo de ruído e vibrações usando as estratégias de controle tipo “*feedback*” e “*feedforward*”. Vale ressaltar que em relação aos sistemas de controle ativos, apresenta-se, neste capítulo, apenas uma breve introdução da teoria básica dessas duas técnicas mencionadas, o suficiente para a compreensão da arquitetura de controle empregada neste trabalho para a redução de ruído e vibrações em rotores. A teoria completa de controle ativo é complexa, ampla e envolve várias áreas do conhecimento em engenharia, sendo necessário uma vasta revisão bibliográfica para o entendimento detalhado deste tema.

No capítulo 4 apresenta-se os resultados experimentais do controle ativo da resposta vibratória de um rotor de ensaios de laboratório desbalanceado, usando para tanto, mancais magnéticos como atuadores. Para isso, utilizou-se um sistema de controle x-LMS “*feedforward*” no domínio do tempo sobreposto à estratégia de controle “*feedback*” (PDI) do mancal magnético. Como já exposto, o objetivo desse experimento foi analisar o impacto e a otimização da localização de instalação dos atuadores e dos sensores de erro sobre a redução da amplitude da vibração produzida pelo desbalanceamento.

Uma análise teórica do controle ativo de rotor, também objetivando verificar o efeito da posição dos atuadores e sensores de erro ao longo do rotor sobre a redução da resposta ao



desbalanceamento, foi realizada e é apresentada no capítulo 5. Para essa análise, desenvolveu-se um modelo matemático simples para o rotor utilizando o método da matriz de impedância. A análise do desempenho do sistema de controle ativo foi realizada utilizando o método dos mínimos quadrados das saídas dos sensores de erro. Também, apresenta-se neste capítulo, uma comparação teórica-experimental com base nos resultados obtidos neste e no capítulo anterior.

Finalmente, no capítulo 6, apresenta-se os resultados experimentais preliminares da aplicação de um sistema controle ativo de ruído e vibrações em uma transmissão com um par de engrenagens. O objetivo é analisar o desempenho de um sistema de controle ativo para a redução de ruído e vibração produzidos no engrenamento, sobretudo para a redução da amplitude da frequência de contato dos dentes (*“mesh frequency”*), colocando os atuadores magnéticos o mais próximos possíveis do par engrenado. Neste caso, também foi empregado um sistema de controle *“feedforward”* sobreposto ao sistema *feedback* dos mancais magnéticos.

2. MANCAIS MAGNÉTICOS ATIVOS (MMA)

2.1. Introdução

Os mancais magnéticos agregam um novo conceito na tecnologia dos mancais. Eles suportam cargas radiais ou cargas axiais utilizando-se de um campo magnético para levar o eixo, diferentemente da força mecânica como acontece nos mancais de deslizamento ou fluidodinâmicos, e nos mancais de rolamento.

Os mancais magnéticos têm várias vantagens e desvantagens em relação aos mancais convencionais. As duas vantagens primárias dos mancais magnéticos são a baixa perda de carga (baixo consumo de potência) e longa vida. Tendo em vista que não há contato entre o estator e o rotor, então não há desgaste. 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.

Os mancais magnéticos geralmente têm consumo de potência muito mais baixo que os elementos rolantes dos mancais de rolamento. Também, os mancais de rolamento têm vida finita. Devido à natureza de não-contato dos mancais magnéticos, eles têm uma expectativa de vida muito maior que a dos mancais convencionais.

Outras vantagens dos mancais magnéticos estão relacionadas com a reduzida dependência das condições ambientais. Os mancais magnéticos não requerem óleo lubrificante, de modo que eles são bem apropriados para aplicações em indústrias alimentícias e farmacêuticas, na bioengenharia (bombas cardíacas, por exemplo) e em bombas centrífugas onde óleo lubrificante não pode ser empregado. Os mancais magnéticos podem operar às mais elevadas temperaturas ou às mais baixas temperaturas que os mancais lubrificados com óleo.

Uma grande limitação para o emprego dos mancais magnéticos é sua baixa capacidade de carga comparada com a dos mancais convencionais. Dependendo da capacidade de carga necessária, as dimensões do mancal tornam-se grandes, inviabilizando o seu uso. Outra



desvantagem dos mancais magnéticos é o elevado investimento inicial necessário para a sua instalação, uma vez que operam controlados por um circuito eletrônico contendo vários equipamentos.

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

2.2. Teoria Básica do Atuador Magnético

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.

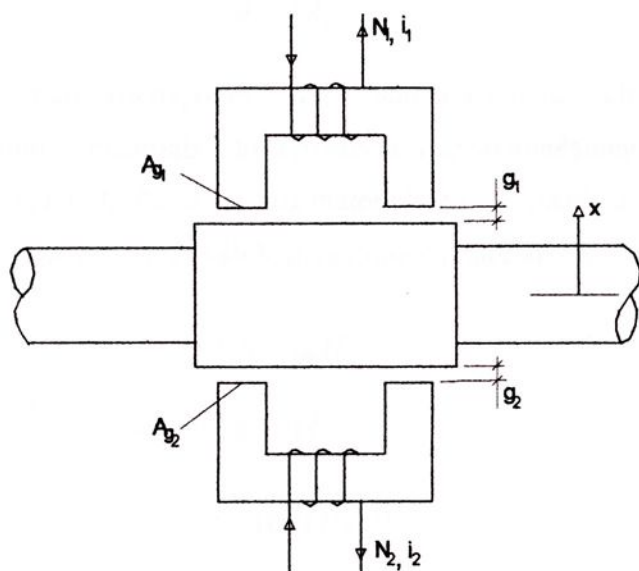


Figura 2.1 – Geometria básica da ação dupla de um atuador magnético.

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 *Ampere* 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,

$$H = \frac{Ni}{L} \quad (2.1)$$

Nesta equação, assume-se que a direção da intensidade do campo magnético é paralelo ao caminho magnético e que a corrente no enrolamento é perpendicular ao caminho magnético. A quantidade Ni é denominada de força magnetomotiva. 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,

$$\phi = BA_g \quad (2.2)$$

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),

$$B = \mu_0 H \quad (2.3)$$

onde a permeabilidade do espaço livre (ar) é,

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

Os mancais magnéticos são normalmente construídos de um material magnético ferroso e com a menor folga possível (praticável) para minimizar a força magnetomotiva 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 versus 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,

$$B = \mu_0 \mu_r H \quad (2.5)$$

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 requerida força magnetomóvia é muito elevada e não econômica.

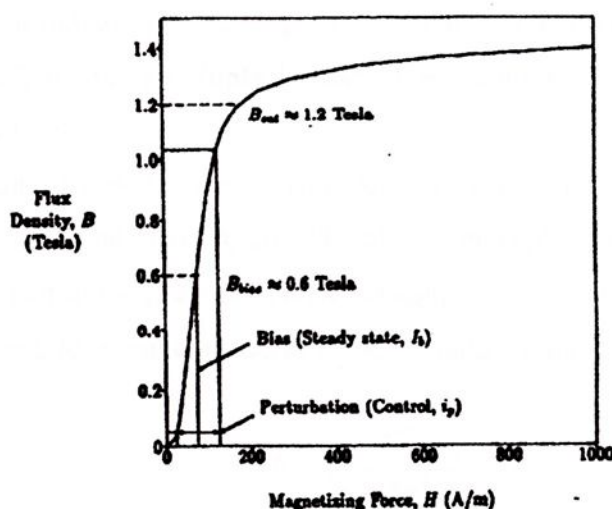


Figura 2.2 – Densidade de fluxo magnético (B) vs. intensidade de campo magnético (H) para o aço silício (Allaire,1993).

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

$$B = \frac{\mu_0 Ni}{2g} \quad (2.6)$$

a qual é induzida por um total de N espiras que circundam o circuito magnético. Essa expressão do fluxo é linearmente proporcional à força magnetomotiva 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,

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

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

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

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 ação dupla 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, Eq. (2.8), torna-se:

$$F = \epsilon \frac{\mu_0 N^2 i^2 A_g}{4g^2} \quad (2.9)$$

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,

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

Da Eq. (2.6), as duas densidades de fluxos são,

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

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 Eq. (2.8), torna-se,

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

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,

$$F_{\max} = \epsilon \frac{B_{\text{sat}}^2 A_g}{\mu_0} \quad (2.13)$$

Essa é a força limite sobre os mancais magnéticos. Os mancais magnéticos não produzirão força além desse nível sem uma maior força magnetomotiva 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 lados diametralmente opostos do rotor, em um arranjo

de dupla ação, como ilustrado na Figura 2.1. Da Eq. (2.9), a força líquida F_N em um plano do mancal é dada por,

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

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 lados do mancal podem ser escritas como,

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

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 pode ser expressa como,

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

Substituindo as Eqs. (2.15) e (2.16) na Eq (2.14), resulta no seguinte,

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

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,

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

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,

$$K_i = \frac{\partial F_N}{\partial i_p} = \epsilon \frac{\mu_0 A_g N^2 i_b}{g_0^2} \quad (2.19)$$

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, Eq. (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,

$$K_x = -\frac{\partial F_N}{\partial x} = -\epsilon \frac{\mu_0 A_g N^2 i_b^2}{g_0^3} \quad (2.20)$$

A rigidez de posição é negativa. Quando o rotor se move para um lado, a força aumenta tendendo a puxa-lo na mesma direção de seu movimento, diferentemente de uma mola mecânica, que tenderia a empurra-lo para o centro.

2.3. Circuito Eletrônico de Controle do Mancal

Um sistema de controle ativo é necessário, em um mancal magnético, 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 do malha retroalimentada de estabilização, um controlador de malha aberta também pode ser

simultaneamente usado para minimizar as vibrações transmitidas para os suportes dos mancais. Em um controle de malha aberta, 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*).

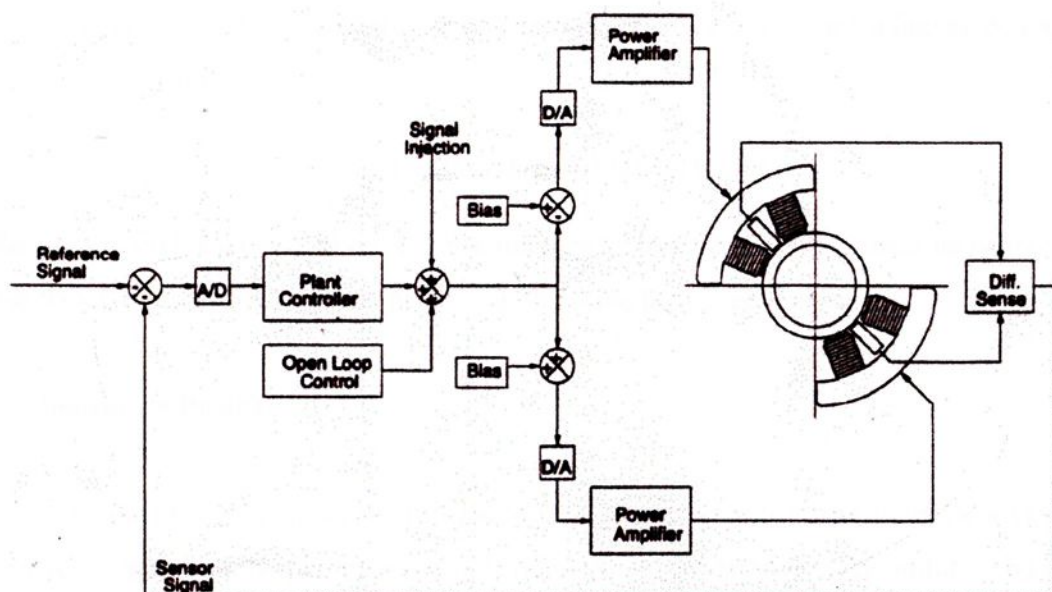


Figura 2.3 – Diagrama de controle de uma malha fechada de um mancal radial.
(Cortesia da *Revolve Magnetic Bearing Incorporated*)

Como pode ser visto na Figura 2.3, o circuito eletrônico, o qual controla a corrente nos enrolamentos do estator, tem 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,

$$i_p(s) = G(s)x(s) \quad (2.21)$$

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, Eq. (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, e pode ser escrita como,

$$G(s) = a_G(s) + ib_G(s) \quad (2.22)$$

onde $a_G(s)$ e $b_G(s)$ representam a parte real e a imaginária da função de transferência, respectivamente. 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,

$$G(s) = SS(s)LP(s)PID(s)AMP(s) \quad (2.23)$$

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.

2.3.1. Sensor de Posição

Os sensores de posição são utilizados para continuamente monitorarem 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,

$$SS(s) = V_x(s) / x(s) \quad (2.24)$$

Para 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 frequência natural do rotor, é localizado entre o sensor e o mancal.



2.3.2. Filtro Passa Baixa

O filtro passa baixa é utilizado dentro do controlador para reduzir o ganho das altas frequências 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. O filtro passa baixa também proporciona uma operação silenciosa do mancal, atenuando o ruído de origem elétrico de altas frequências. Um modelo de filtro passa baixa de segunda ordem pode ser expresso da forma,

$$LP(s) = \frac{V_{LP}}{V_x} = \frac{\omega_{LP}^2}{s^2 + 2\xi_{LP}\omega_{LP}s + \omega_{LP}^2} \quad (2.25)$$

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

2.3.3. Filtro Proporcional, Integral e Derivativo (PID Filtro)

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,

$$PID(s) = \frac{V_{PID}}{V_{LP}} = \frac{K_T(K_D s^2 + K_P s + K_I)}{s} \quad (2.26)$$

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 frequência complexa. 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.

2.3.4. 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,

$$AMP(s) = \frac{I_c}{V_{PID}} = K_a \frac{\omega_A}{s^2 + \sqrt{2}\omega_A s + \omega_A^2} \quad (2.27)$$

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 frequência de corte, K_a é o ganho do amplificador e s é a variável complexa de frequência.

2.4. Modelo Matemático do Sistema Rotor-Mancal Magnético

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

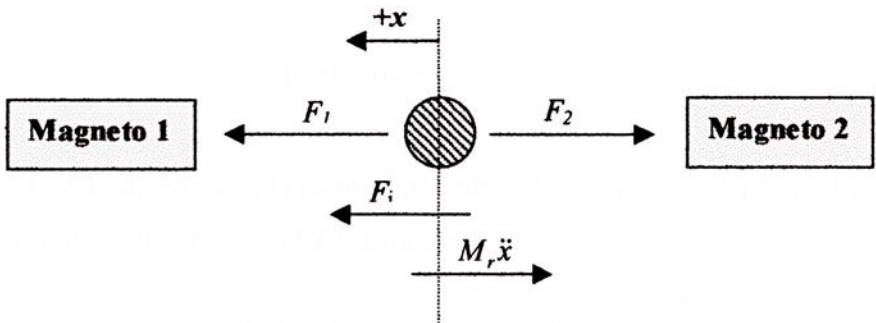


Figura 2.4 – Layout de um eixo de controle de um mancal radial.

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,

$$M_r \ddot{x} + F_2 - F_1 = F_i \quad (2.28)$$



onde F_i é uma força externa aplicada sobre o sistema e M_r é a 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 Eq. (2.18). Substituindo a rigidez de corrente e a rigidez de posição, Eqs. (2.19) e (2.20), na Eq. (2.28), tem-se,

$$M_r \ddot{x} + K_x x + K_i i_p = F_i \quad (2.29)$$

2.5. Rigidez e Amortecimento Equivalentes

Um controlador retroalimentado tira vantagem da positiva 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, Eq. (2.22), 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 frequência complexa $i\omega$ para chegar a,

$$G(i\omega) = a_G(\omega) + ib_G(\omega) \quad (2.30)$$

Essa função de transferência, multiplicada pela posição x , leva à corrente de controle i_p , a qual pode ser substituída na Eq. (2.29) para dar,

$$-M_r X \omega^2 + [K_x + K_i(a_G + ib_G)]X = \bar{F}_i \quad (2.31)$$

A Eq. (2.31) 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,

$$(K_{eq} + C_{eq}i\omega)X = [K_x + K_i(a_G + ib_G)]X \quad (2.32)$$

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

$$K_{eq} = K_x + K_i a_G \quad (2.33)$$

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

$$C_{eq} = \frac{K_i b_G}{\omega} \quad (2.34)$$

As Eqs. (2.33) e (2.34) representam a rigidez e o amortecimento linearizados de um único eixo de controle. Esses valores variam com a frequência devido à sua dependência da parte real e imaginária da função de transferência do controlador, também dependentes da frequência. 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 Eqs. (2.33) e (2.34). A equação completa pode ser escrita como,

$$[M_s]\{\ddot{U}\} + ([C_s] + [C_b])\{\dot{U}\} + ([K_s] + [K_b])\{U\} = \{F\} \quad (2.35)$$

onde $[M_s]$ é a matriz de massa do sistema, $\{U\}$ é o vetor posição do sistema, $[C_s]$ é a matriz de amortecimento do rotor, $[C_b]$ é a matriz de amortecimento do MMA, $[K_s]$ é a matriz de rigidez do rotor, $[K_b]$ é a matriz de rigidez do MMA e $\{F\}$ é o vetor força do sistema. As matrizes $[K_b]$ e $[C_b]$ contêm as propriedades do mancal magnético que são calculadas pelas Eqs. (2.33) e (2.34).

3. CONTROLE ATIVO DE RUÍDO E VIBRAÇÃO

3.1. Introdução

Controle ativo de ruído é uma técnica que tem como propósito “cancelar” o ruído indesejável através da introdução de um campo de som adicional gerado eletronicamente, enquanto que o controle ativo de vibração tem como propósito “cancelar” a vibração indesejável introduzindo uma perturbação secundária, essencialmente usando as mesmas técnicas de controle como no controle ativo de ruído. Embora a idéia básica do controle ativo de ruído e vibração data desde os anos 60, só recentemente que a sua implementação prática tornou-se viável, como resultado dos avanços nos microprocessadores e na tecnologia dos transdutores acústicos. Na última década houve uma expansão gigantesca, dentro da literatura acadêmica, no tratamento dos vários aspectos do controle ativo de ruído e vibração. Incluindo na literatura, pode-se encontrar os resultados de um vasto número de implementações experimentais, demonstrando o potencial dessa tecnologia de controle de ruído e vibração. Mesmo assim a implementação comercial em larga escala do controle ativo de ruído e vibração, particularmente nos bens de consumo de massa, não ocorreu. O interesse em controle ativo está essencialmente restrito à comunidade acadêmica. Um dos fatores de maior impedimento do uso massivo de controle ativo de ruído e vibração é o grande conhecimento científico requerido para a implementação prática desse método de controle nos sistemas.

Existem duas técnicas que são usadas para implementar sistemas de controle ativo de ruído e vibração: “*feedback*” (retroalimentado) e “*feedforward*”. Neste capítulo será feita uma breve introdução dos fundamentos básicos dessas técnicas, o suficiente para o leitor entender a estratégia de controle utilizada nos testes experimentais deste trabalho. Para o entendimento mais aprofundado deste assunto é necessário conhecer alguns princípios fundamentais de um número razoável de áreas da engenharia. Para uma introdução geral em processamento de sinais, os textos



publicados por Gold e Radar (1969) e Oppenheim e Shafer (1975) são muito úteis. Para uma introdução em processamento de sinal adaptativo, pode referir-se a Cowan e Grant (1985) ou Widrow e Stearns (1985). Para uma introdução em acústica e vibrações, o leitor poderá usar a referência Bies e Hansen (1988). Para referência em controle ativo de ruído e vibrações, o leitor poderá usar o livro de Nelson e Elliott (1992), o qual trata especificamente de controle ativo de ruído, e o livro de Fuller, Elliott e Nelson (1996), que trata especificamente de controle ativo de vibrações.

3.2. Controle Ativo Tipo “Feedback”

Em geral, a forma mais básica de um sistema de controle é aquela na qual a saída não tem efeito sobre o controle da entrada. Isso é conhecido como sistema de controle de malha aberta. Um diagrama de bloco de um típico sistema de controle de malha aberta está mostrado na Figura 3.1, onde uma saída requerida, também referida na literatura de controle como entrada de referência, alimenta o controlador para produzir uma saída de controle para o sistema dinâmico, ou planta.

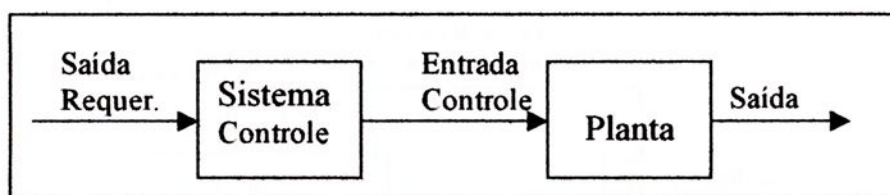


Figura 3.1 – Diagrama de um controle de malha aberta.

O arranjo apresentado na Figura 3.1 pode ser encontrado, por exemplo, em um torrador de pão de forma (“toaster”), onde a cor do pão ou o tempo de exposição ao calor para tostar, proporciona o sinal de saída desejável ou requerido, e a entrada de controle (sinal para o mecanismo de ejeção do torrador) determina quando o torrador irá ejetar o pão. Se o nível de “tostagem” não é satisfatório, devido à variação na qualidade do pão ou devido à condição inicial do pão, não há uma maneira automática para o torrador alterar o período de tempo de exposição do pão ao calor que será aplicado; a saída do sistema não tem influência sobre a entrada de controle.

Um arranjo que apresenta uma significativa melhoria em relação ao sistema de controle de malha aberta é aquele sobre o qual a saída do sistema tem influência sobre a entrada de controle. Esse arranjo é referido como sistema de malha fechada, ou “feedback”. Neste caso,

algum parâmetro de saída é medido e comparado com um valor desejável, e o erro resultante é enviado ao sistema de controle, o qual utiliza essa informação para corrigir a entrada de controle. Por exemplo, se o nosso torrador fosse provido de um sistema de controle de malha fechada para assegurar uma correta coloração do pão, uma medida dessa coloração poderia ser comparada com uma coloração desejável, e a ação do sistema de controle, de ejetar ou não ejetar o pão, seria controlada com base no resultado desta comparação. No controle ativo de ruído e vibração, interessa, principalmente, a atenuação das perturbações. Portanto, o sinal de saída medido no sistema é uma perturbação acústica ou de vibração, e a saída desejável do sistema é normalmente zero.

Considerando o comportamento de um sistema com um único sensor de controle e um único atuador secundário, para o qual é necessário um controlador “*feedback*” de apenas um canal, então o sensor irá medir a resposta total do sistema mecânico. O sinal desse sensor comanda a ação do controlador que, através do atuador, introduz um sinal secundário sobre o sistema mecânico. O diagrama de bloco para o sistema de controle tipo “*feedback*” é ilustrado na Figura 3.2, onde se admite que a excitação líquida do sistema mecânico é o resultado da diferença entre as excitações primária e secundária.

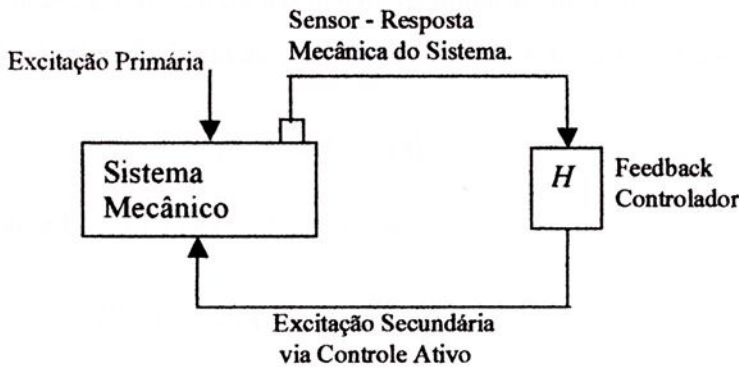


Figura 3.2 – Componentes de um sistema “*feedback*”.

A função de transferência do sistema mecânico é agora definida como a razão entre a transformada de Laplace da resposta, $W(s)$, e a transformada de Laplace da excitação líquida, $F_p(s) - F_s(s)$, e denominada de $G(s)$. A função de transferência de um controlador “*feedback*” é, analogamente, definida como a razão entre a transformada de Laplace da excitação secundária do sistema, $F(s)$, e a transformada de Laplace da resposta, $W(s)$, e denominada de $H(s)$. O diagrama de bloco equivalente de um sistema de controle retroalimentado (“*feedback*”) apresentado na Figura 3.2, pode agora ser representado na forma como mostrado na Figura 3.3, no qual a

operação diferença entre as excitações primária e a secundária é explicitamente mostrada, resultando na excitação líquida para o sistema mecânico.

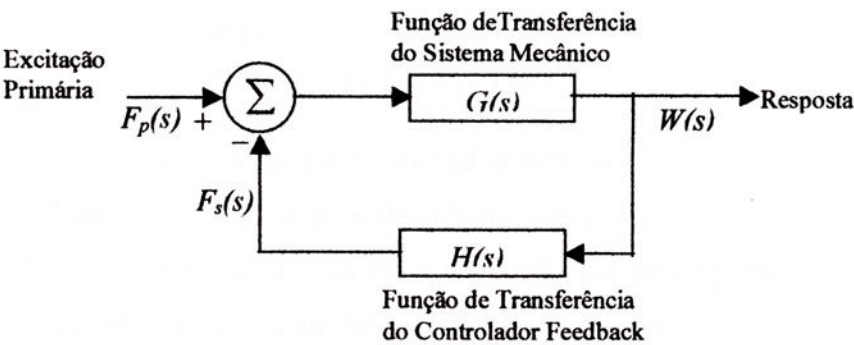


Figura 3.3 – Diagrama equivalente de um sistema de controle “feedback”.

A teoria dos sistemas lineares pode então ser usada para computar a resposta total do sistema mecânico, incluindo-se, neste caso, a resposta do controle “feedback”. Assim, pode-se expressar a transformada de Laplace da resposta como,

$$W(s) = G(s)[F_p(s) - F_s(s)] \tag{3.1}$$

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

$$F_s(s) = H(s)W(s) \tag{3.2}$$

Combinando a Eqs. (3.1) e (3.2), obtem-se,

$$W(s) = G(s)[F_p(s) - H(s)W(s)] \tag{3.3}$$

Após uma simples manipulação algébrica, a função de transferência do sistema mecânico com o controlador “feedback” pode ser escrita como,

$$\frac{W(s)}{F_p(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \tag{3.4}$$

A Eq. (3.4) pode ser usada para obter as características da malha fechada para qualquer sistema mecânico e controlador tipo “feedback”. O compromisso inerente com qualquer sistema de controle “feedback” pode ser facilmente ilustrado usando a aproximação da resposta em frequência na Eq. (3.4), evidentemente assumindo que o sistema de malha aberta é estável.



Transformando a função, Eq. (3.4), em uma resposta em frequência, com a substituição de $s=j\omega$, obtem-se,

$$\frac{W(j\omega)}{F_p(j\omega)} = \frac{G(j\omega)}{1 + G(j\omega)H(j\omega)} \quad (3.5)$$

a qual é a resposta em frequência do sistema de malha fechada.

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

$$|1 + G(j\omega)H(j\omega)| \gg 1 \text{ para } \omega \text{ na faixa de trabalho,} \quad (3.6)$$

tal que,

$$\left| \frac{W(j\omega)}{F_p(j\omega)} \right| \ll G(j\omega) \text{ para } \omega \text{ na faixa de trabalho.} \quad (3.7)$$

A resposta do sistema mecânico é, assim, significativamente reduzida na região de frequência de trabalho, isso pela ação do controlador *"feedback"*. Fora da faixa de frequência de trabalho, entretanto, não se pode assegurar que o deslocamento da fase da resposta em frequência da malha aberta seja pequeno. Em particular, qualquer retardo (*"delay"*) no caminho do sistema mecânico ou do sistema *"feedback"* irá inevitavelmente provocar um aumento no deslocamento da fase nas altas frequências. O projeto de um sistema de controle *"feedback"* prático envolve, assim, um compromisso entre ter um ganho elevado para a malha aberta atingir um bom desempenho na faixa de trabalho, e ter o mais baixo ganho para a malha aberta que assegure certa estabilidade fora da faixa de frequência de trabalho.

3.3. Controle Ativo Tipo *"Feedforward"*

Na implementação dos sistemas de controle é possível obter, em muitos casos, alguma medida da perturbação indesejável de entrada, frequentemente referida na literatura de controle ativo como sinal de referência. Um exemplo disso ocorre quando uma perturbação (onda) se propaga *"conduzida"* ao longo de um dispositivo (tal como um duto condutor de ar), onde é possível obter uma medição à montante dessa perturbação. Um segundo exemplo é onde a fonte

da perturbação (a fonte primária) é uma máquina rotativa, a perturbação é periódica, e um sinal de um tacômetro estará relacionado com essa perturbação. Nestes exemplos é possível enviar uma medida da perturbação para um controlador, produzindo um sistema de controle ativo tipo “*feedforward*”, como apresentado na Figura 3.4. Os sistemas de controle “*feedforward*”, quando podem ser implementados, freqüentemente oferecem um maior potencial de atenuação que os sistemas de controle tipo “*feedback*”. Heuristicamente, o sistema de controle “*feedforward*” pode ser visto como um sistema que oferece uma prevenção à perturbação, produzindo uma saída para contrapor à perturbação antes de sua propagação, enquanto que no sistema tipo “*feedback*”, deve-se esperar que a perturbação ocorra e que seja medida na saída do sistema controlado, para que o mesmo possa agir e atenuar o efeito da perturbação.

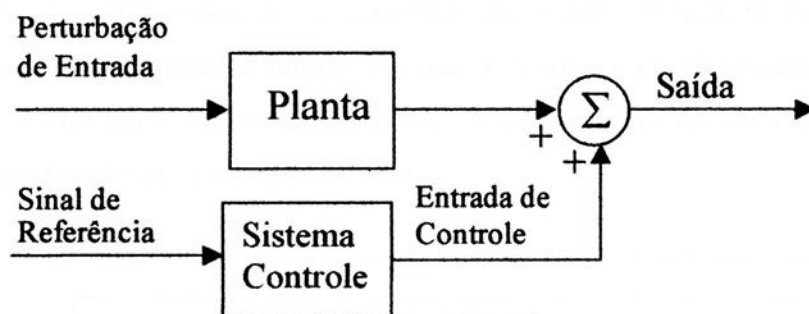


Figura 3.4 – Diagrama de um sistema de controle *feedforward*.

O sistema de controle “*feedforward*” apresentado na Figura 3.4 é um sistema de malha aberta. Essa foi a forma de sistema de controle ativo originalmente arquitetada por Paul Lueg e patenteada em 1933, onde o sistema de controle foi montado para produzir uma saída de controle com 180° fora de fase com a perturbação primária no ponto de aplicação. Entretanto, tal estratégia de controle não era preparada para lidar com as mudanças nas características do sistema (tais como variações de temperatura e de fluxo de ar), e a atenuação somente podia ocorrer efetivamente após algum período de tempo. A forma de sistema de controle “*feedforward*” atualmente implementada em sistemas de controle ativo é uma estratégia adaptativa, tal como mostrada na Figura 3.5. Neste caso, uma medida da saída do sistema é usada para ajustar o sistema de controle e propiciar uma máxima atenuação, a qual é efetivamente uma adaptação de malha fechada para uma estratégia de controle “*feedforward*”. Essa medida não é usada para conduzir diretamente o controlador eletrônico, porém é usada apenas para monitorar o desempenho do controlador.

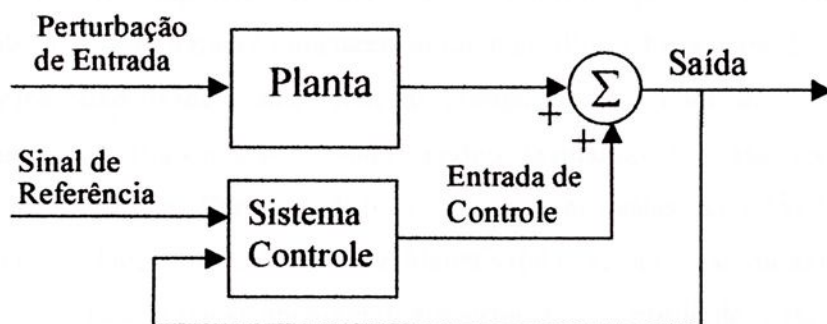


Figura 3.5 – Diagrama de um sistema de controle *feedforward* adaptativo.

O sistema de controle ativo apresentado na Figura 3.6 é um arranjo “*feedforward*” adaptativo. Uma medição da perturbação indesejável no duto, tomada como “sinal de referência”, é obtida por um microfone colocado “à montante” do sistema de controle (um “microfone de referência”). Esse arranjo trabalha porque o ruído a algum ponto “à montante” do duto será estritamente o mesmo que o ruído à algum ponto “à jusante” após um finito período de tempo, sendo esse tempo função da velocidade do som.

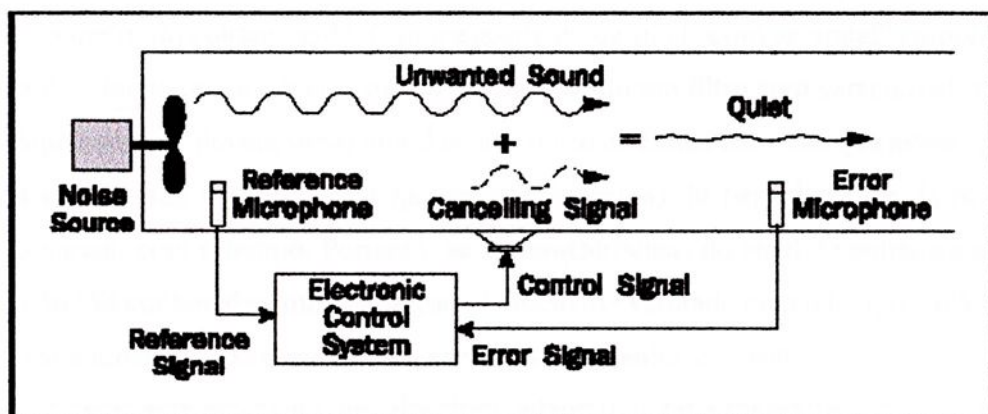


Figura 3.6 – Componentes básicos de um sistema de controle ativo de ruído adaptativo “*feedforward*”, implementado para a atenuação da propagação de som em um duto de ar (Cortesia da EZ-ANC Causal System Pty Ltd).

De posse do sinal de referência, o trabalho do sistema de controle é determinar um sinal acústico de igual amplitude, porém em oposição de fase da perturbação, e introduz esse sinal via uma “fonte de controle” (alto falante) dentro do duto quando o ruído indesejável chega no ponto onde encontra-se a fonte de controle. Como os sistemas acústicos são lineares, o sinal de controle irá “cancelar” o ruído indesejável. Como resultado, os níveis acústicos “à jusante” do sistema de controle serão reduzidos.

Enquanto que os objetivos do sistema de controle podem ser categoricamente estabelecidos, coloca-los em prática é uma tarefa muito mais difícil. Uma variação na perturbação durante a sua propagação desde o microfone de referência até a fonte de controle deve ser considerada, assim como uma variação no sinal de controle quando ele passa através dos filtros, amplificadores e altos falantes. Por outro lado, as magnitudes destas variações são fortemente relacionadas com as mudanças nas condições ambientais (tal como a temperatura) e o desgaste do transdutor. Com base nisso, torna-se aparente que o sistema de controle deve ser adaptativo, ou seja, deve continuamente ajustar-se para proporcionar um resultado ótimo. Para colocar em prática o controle adaptativo, uma medida do campo de som residual, um “sinal de erro”, é captado por um “microfone de erro”, e enviado para o sistema de controle. Um algoritmo de adaptação é normalmente implementado como parte do sistema de controle, que altera continuamente as características do controlador para, mais eficientemente, minimizar a perturbação medida no sensor de erro.

O processamento de sinal digital adaptativo é um campo que cresceu inicialmente em função da necessidade dos modernos sistemas de telecomunicação. Nesses sistemas, há uma freqüente necessidade de se obter um sinal através de um processo de filtragem, tal que ele pode ser extraído de um ruído contaminado. O processamento de sinal “convencional” empregado para desenvolver essa tarefa opera em uma malha aberta, usando um filtro com características fixas.

As hipóteses que devem ser assumidas para o uso de filtros fixos são que as características do sinal de entrada são conhecidas, e que as características da perturbação e da resposta do sistema não variam com o tempo. Portanto, se as características do sinal de entrada e a resposta do sistema não são conhecidas, ou podem estar lentamente variando com o tempo, então o uso de filtros com características fixas poderá não dar um desempenho satisfatório.

Para superar esse problema, um algoritmo adaptativo deve ser empregado para modificar as características do filtro (através de uma variação nos valores dos pesos do filtro) para otimizar o desempenho do sistema. O algoritmo adaptativo, parte do sistema de controle “*feedforward*”, é responsável pela modificação dos pesos do filtro digital, de forma que a redução da perturbação acústica ou vibracional indesejável seja maximizada. Essa tarefa é feita com base em um ou mais sinais de erro enviados para o sistema de controle, os quais darão uma medida da perturbação indesejável que o sistema de controle ativo de ruído e vibração tentará minimizar.

A maioria dos algoritmos adaptativos usados no campo de controle de ruído e vibração é do tipo “algoritmos de gradiente decrescente”. Esses algoritmos operam adicionando nos valores correntes dos pesos do filtro uma pequena porcentagem do gradiente negativo do erro (critério do



erro em função dos pesos do filtro) para calcular um conjunto “melhorado” de pesos para o filtro. No trabalho do controle ativo de ruído e vibração, o critério do erro é definido como a soma dos valores quadrados dos sinais de erro. A minimização desse critério de erro conduzirá à minimização da perturbação acústica ou de vibração indesejável nos pontos onde os sensores de erro estão localizados.

As propriedades e a implementação de filtros digitais estão descritas em inúmeros livros textos, por exemplos, Lynn (1982), e Nelson e Elliott (1992). Aqui, iremos comentar apenas sobre a adaptação dos filtros digitais cujas saídas são formadas pela soma ponderada das entradas prévias (Widrow e Stearns, 1985). Tais filtros digitais têm uma resposta impulsiva (de duração finita) e são conhecidos como filtros de resposta impulsiva finita, ou filtros FIR (“*Finite Impulse Response*”). Se o sinal de excitação vindo da fonte primária for digitalizado em uma taxa de amostragem fixa para produzir uma seqüência $x(n)$, e se essa seqüência for utilizada como sinal de entrada para o filtro FIR que atua como controlador em um sistema de controle de vibração “*feedforward*”, então a seqüência de saída do controlador pode ser escrita como,

$$u(n) = \sum_{i=0}^{I-1} h_i x(n-i) \quad (3.8)$$

Nessa equação, n é o número de amostras, o qual pode apenas assumir valores inteiros, $n = \dots -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3$, etc, e as variáveis h_i são os coeficientes do filtro que ponderam as $I-1$ prévias amostras de entrada do sinal $x(n)$. Por conveniência, utiliza-se a notação q^{-1} para representar um operador de “defasagem” unitário, o qual, quando opera sobre a seqüência $x(n)$, transforma-a na mesma seqüência defasada de uma amostra (Fuller, 1996). Esse operador é normalmente escrito como,

$$q^{-1}x(n) = x(n-1) \quad (3.9)$$

A ação do filtro FIR pode também ser representada utilizando esse operador, podendo ser expresso como,

$$H(q) = h_0 + h_1 q^{-1} + h_2 q^{-2} + \dots + h_{I-1} q^{I-1} \quad (3.10)$$

tal que a Eq. (3.8) pode agora ser escrita na forma do operador,

$$u(n) = H(q)x(n) \quad (3.11)$$

Para utilizar a sequência de saída definida pela equação Eq. (3.8) na condução do atuador secundário, ela deve ser convertida em uma voltagem analógica usando um conversor digital-analógico, e a onda deve ser filtrada usando um filtro passa baixa analógico. De forma análoga, antes da resposta líquida do sistema mecânico ser utilizada para ajustar os coeficientes do controlador digital, ela deve passar por um filtro analógico passa baixa para prevenir “aliasing” e então ser convertida em uma sequência, discretizada na mesma taxa de amostragem através da passagem do sinal analógico por um conversor analógico-digital. Portanto, no caminho total do sinal desde a sequência de saída do controlador até a sequência representando a resposta líquida, há vários componentes que produzem efeitos sobre a resposta do sistema mecânico. Considerando que os filtros analógicos previnem o “aliasing” do sinal digital, então cada componente deste caminho tem uma resposta linear. Esse caminho total pode, assim, ser completamente modelado pela resposta de um filtro digital fixo equivalente que é representado pelo operador $\hat{G}(q)$, como ilustrado na Figura 3.7.

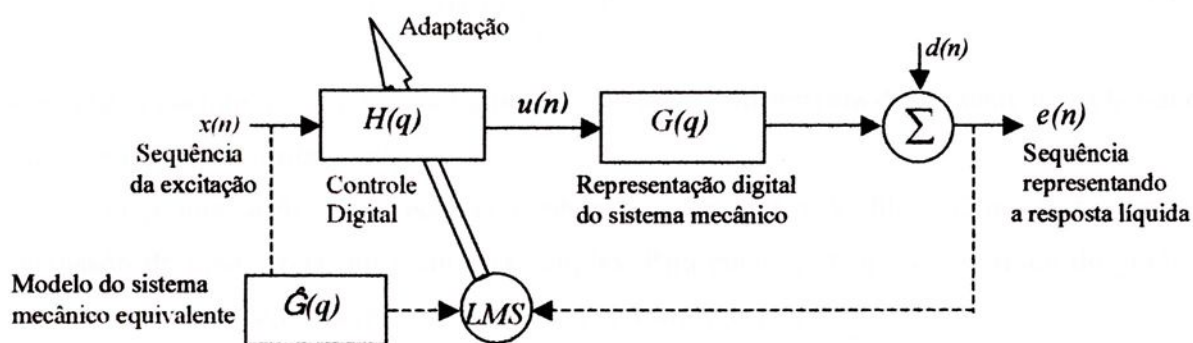


Figura 3.7 – Diagrama equivalente do sistema de controle digital adaptativo *feedforward*.

A sequência representando a resposta líquida do sistema mecânico, $e(n)$, pode, assim, ser escrita como a soma do sinal da perturbação na ausência do controle, $d(n)$, mais o sinal devido à ação do atuador secundário, $G(q)u(n)$, tal que,

$$e(n) = d(n) + G(q)u(n) \quad (3.12)$$

A Eq. (3.12) pode ser usada para expressar a sequência da resposta líquida em termos da resposta do controlador e da sequência de excitação, $x(n)$, a qual é também chamada de sinal de referência neste contexto, tal que,

$$e(n) = d(n) + G(q)H(q)x(n) \quad (3.13)$$

Visto que os operadores $G(q)$ e $H(q)$ são lineares e não variáveis com o tempo, a ordem desses operadores na Eq. (3.13) pode ser invertida, tal que a expressão da resposta líquida pode então ser escrita da seguinte forma,

$$e(n) = d(n) + H(q)r(n) \quad (3.14)$$

onde,

$$r(n) = G(q)x(n) \quad (3.15)$$

que é a sequência gerada pela passagem do sinal de excitação através do filtro digital representando o comportamento do sistema mecânico, e é chamada de “sinal de referência filtrado”. A Eq. (3.14) expandida na notação de operador, usando a Eq. (3.10), pode ser escrita como,

$$e(n) = d(n) + \sum_{i=0}^{I-1} h_i r(n-i) \quad (3.16)$$

deixando evidente que a resposta líquida do sistema é linearmente dependente de cada um dos coeficientes do controlador digital.

O problema de como adaptar melhor os coeficientes do filtro digital pode agora ser analisado de uma forma representativa simples. Para entender como o algoritmo do gradiente decrescente opera, considere a superfície de erro mostrada na Figura 3.8.

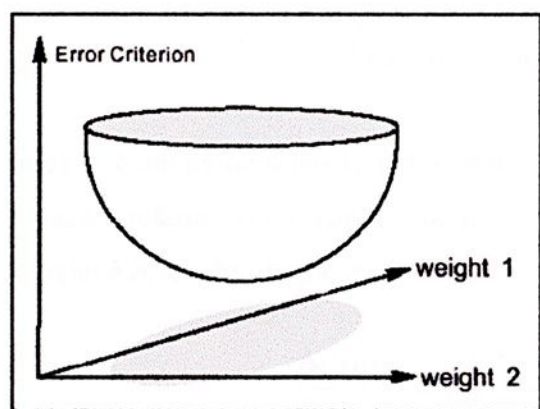


Figura 3.8 – Superfície de erro típica para um problema de filtro adaptativo (EZ-ANC).

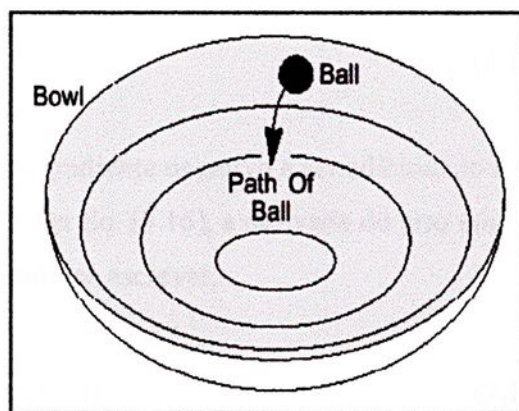


Figura 3.9 – Forma intuitiva do algoritmo do gradiente decrescente (EZ-ANC).

Essa é a forma típica do gráfico do valor médio quadrático de um único sinal de erro em função dos pesos do filtro FIR. A superfície de erro tem a aparência de uma “cuba” (hiperparabolóide). Há uma única combinação de valores de peso que irá minimizar o critério de erro; esses valores estão localizados no fundo da cuba. A tarefa imposta para o algoritmo adaptativo é modificar os valores dos pesos do filtro para se chegar a outro conjunto “otimizado” de pesos, minimizando assim o critério de erro.

Para se ter uma idéia intuitiva da operação do algoritmo do gradiente decrescente para obter os coeficientes dos pesos ótimos do filtro, considere o que aconteceria se o “critério da cuba” fosse construído e uma bola fosse colocada a algum ponto sobre sua borda, como mostrado na Figura 3.9. Quando libertada, a bola poderia rolar para o lado mais baixo da cuba, eventualmente indo repousar (após algumas oscilações) no fundo da cuba.

Isso é exatamente o que o algoritmo faz para encontrar o conjunto de pesos ótimos do filtro. Quando libertada, a bola irá rolar na direção da máxima (negativa) variação da inclinação, ou gradiente, da superfície de erro. Se a posição da bola for examinada a um discreto momento no tempo quando ela está descendo, verifica-se que sua nova posição é igual a sua posição antiga (a um discreto momento anterior) mais alguma distância abaixo do gradiente negativo da cuba. Esse procedimento é, de certa forma, o que acontece no processamento do algoritmo de gradiente decrescente. Esse tipo de algoritmo busca chegar a um conjunto de pesos ótimos para o filtro (no fundo da cuba) pela adição no presente vetor de coeficientes de pesos estimados, uma porção do gradiente negativo da superfície do erro. Dessa maneira, o valor do erro médio quadrático descende para baixo da superfície da cuba de erro. Matematicamente, essa noção, que define um algoritmo de gradiente decrescente genérico, pode ser escrita como,

$$h_i(n+1) = h_i(n) - \mu \frac{\partial e^2(n)}{\partial h_i(n)} \quad (3.17)$$

onde μ é um número positivo que define a porção do gradiente negativo a ser adicionado a cada iteração, referido como *coeficiente de convergência*. Da Eq. (3.16), a derivada do erro $e(n)$ com relação à h_i resulta simplesmente em $r(n-i)$, tal que pode-se escrever,

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial h_i(n)} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial h_i(n)} = 2e(n)r(n-i) \quad (3.18)$$

e a Eq. (3.17) pode agora ser expressa como,

$$h_i(n+1) = h_i(n) - \alpha e(n)r(n-i) \quad (3.19)$$

na qual $\alpha = 2\mu$ é outro coeficiente de convergência. Esse algoritmo é conhecido como filtrado-x LMS algoritmo (“*filtered-x LMS algorithm*”), uma vez que $r(n)$ é obtido pela filtragem do sinal de referência $x(n)$ passando por $G(q)$, de acordo com a Eq. (3.15). O algoritmo foi primeiramente proposto por Morgan (1980), por Burgess (1981) para controle ativo de som e por Widrow *et al.* (1981) para qualquer tipo de controle ativo “*feedforward*”.



4. CONTROLE ATIVO DA RESPOSTA DE UM ROTOR AO DESBALANCEAMENTO USANDO MMA – ANÁLISE EXPERIMENTAL DO EFEITO DA POSIÇÃO DOS SENSORES E ATUADORES

4.1. Introdução

Na última década várias estratégias de controle foram desenvolvidas para reduzir a resposta ao desbalanceamento de rotores utilizando mancais magnéticos ativos. Os pesquisadores têm implementado, com muito sucesso, sistemas de controle “*feedforward*” com mancais magnéticos para, de forma adaptável, reduzir a resposta ao desbalanceamento de rotores com aplicações em laboratório, bem como em aplicações comerciais. Knospe (1993) discute o balanceamento adaptativo “*on-line*” usando controle digital onde algoritmos no domínio da frequência são utilizados como esquemas de controle “*feedforward*”. Rutland (1994) analisou o controle ativo da resposta transiente simulada de um rotor utilizando um controlador “*feedback*” H_{∞} . Hope (1997) apresenta uma análise de viabilidade da aplicação, em escala comercial, de um controlador “*feedforward*” para a redução da resposta ao desbalanceamento de rotores.

Enquanto que muita informação sobre esquemas diferentes de controle ativo “*feedforward*” aplicados sobrepostos às estratégias de controle “*feedback*” dos mancais magnéticos para reduzir a resposta ao desbalanceamento de rotores pode ser encontrada, a otimização da posição dos sensores de erro e dos atuadores, dentro deste contexto, não tem sido



analisada em profundidade na literatura. Para investigar o efeito da localização dos sensores e dos atuadores, um rotor experimental de laboratório, com capacidade de girar em altas rotações, foi montado com mancais magnéticos ativos e com um sistema de controle x-LMS “*feedforward*” sobreposto ao esquema de controle PID “*feedback*” dos mancais magnéticos. Portanto, neste trabalho será apresentada uma análise do efeito da posição dos sensores e dos atuadores ao longo do rotor sobre o desempenho do sistema de controle “*feedforward*” para a redução de vibrações síncronas em pontos críticos ao longo do rotor.

4.2. Rotor de Ensaio Experimentais

Um sistema experimental da dinâmica do rotor apoiado por dois mancais magnéticos ativos radiais (MMA) foi utilizado para investigar o efeito da posição da excitação, dos sensores de erro e dos atuadores sobre a resposta ao desbalanceamento do rotor. O rotor possui um eixo de aço de 18 in (457,2 mm) de comprimento e 3/8 in (9,52 mm) de diâmetro, acionado por um motor elétrico através de um acoplamento flexível. Esse rotor tem capacidade de operar com elevadas velocidades de rotação, até mesmo superior a 10.000 rpm. O mancal magnético da direita do rotor (MMA₂) foi fixado a 3,5 in (88,9 mm) da extremidade direita do eixo, e o mancal magnético da esquerda (MMA₁) a 4,5 in (114,3 mm) do acoplamento, como está ilustrado na Figura 4.1. Um disco rígido de 1,78 lbs (800 gr), 1 in (25,4 mm) de espessura e 3 in (76,2 mm) de diâmetro foi montado entre os dois mancais magnéticos e em diferentes posições para variar a posição da força ao desbalanceamento do rotor. A força de excitação foi induzida por uma massa desbalanceada de 0,75 gr fixada a 1,2 in (30,48 mm) do centro do disco rígido.

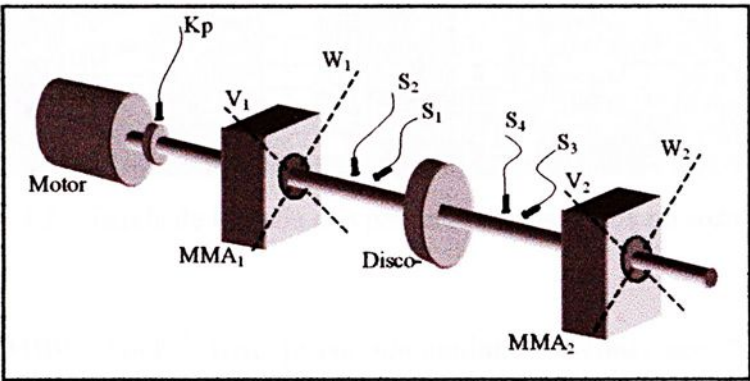


Figura 4.1 – Rotor de teste com MMA.

Nesta montagem experimental foram utilizados mancais magnéticos de um “kit” MBRetro™ da “Revolve Magnetic Bearings Incorporated”. Além dos mancais magnéticos, incluem neste “kit” um controlador digital MB350™, um “software” MBscope™ e uma caixa de entradas/saídas de sinais BNC MBresearch™, que permite a injeção de sinais de um sistema “feedforward” sobre os eixos de controle. Os dois eixos de controle, indicados por V e W e a 45° do plano horizontal, estão ilustrados na Figura 4.1. Em cada eixo de controle do mancal tem um sensor diferencial dedicado medindo o deslocamento do rotor dentro do estator. Esse sinal de posição é enviado para o controlador MB350™, onde cada eixo é controlado independentemente. Cada eixo é controlado por um controlador PID em série com um filtro passa baixa e um amplificador de potência, cuja combinação determina a quantidade de corrente elétrica a ser enviada para o atuador. Os parâmetros dos dispositivos desta série podem ser modificados utilizando-se o “software” computacional MBscope™ fornecido pela Revolve. Esse “software” permite a escolha de diferentes parâmetros para os filtros (PID e passa baixa), além de monitorar os sinais vitais do sistema. Por exemplo, as correntes elétricas dos atuadores e a posição do rotor nos eixos de controle podem ser visualizadas usando este “software”. O MBscope™ é a interface entre o controlador e o usuário, e tem muitas funções que incluem a calibração dos sensores, o monitoramento das vibrações e do controle, ajusta a injeção de sinais e monitora órbitas. A Figura 4.2 mostra uma janela do “software” MBscope™ de comando do controlador, fornecido pela “Revolve Magnetic Bearing”, na qual os ganhos dos diferentes filtros do sistema de controle são introduzidos.

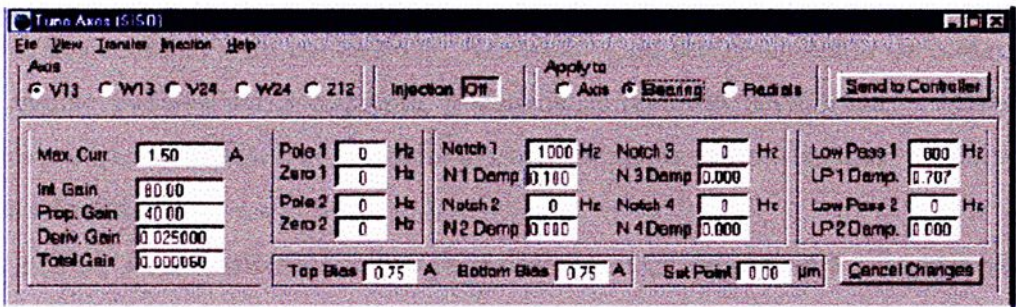


Figura 4.2 – Janela de entrada dos parâmetros dos filtros no software MBscope™.

A caixa MBResearch™ BNC possui um conjunto de conectores BNC de entrada e saída de sinais que permite a aquisição de sinais internos do sistema, que incluem as correntes dos

atuadores individuais e os sinais das posições do rotor em cada eixo de controle. Essa caixa também permite a injeção de sinais externos no controlador.

O estator dos mancais magnéticos é composto por enrolamentos ao redor de cada pólo, dividindo as forças em quatro quadrantes. Os enrolamentos em um quadrante são interligados em série, fazendo com que cada quadrante funcione como um eletromagneto. Portanto, os eixos V e W indicam as direções das forças de atração magnéticas do controle “*feedback*” para manter o rotor centrado dentro do estator do mancal.

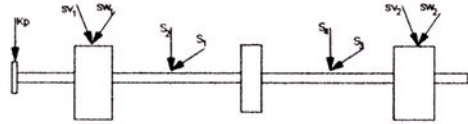
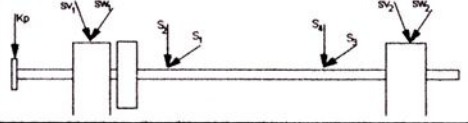
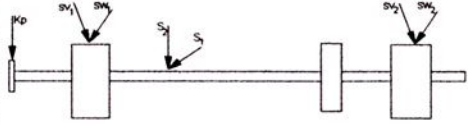
Um sistema EZ-ANC da “*Causal System Pty. Ltd.*” foi utilizado para realizar o controle “*feedforward*”. Esse sistema usa o algoritmo de controle adaptativo “*feedforward*” de gradiente decrescente (“*filtered-x LMS - FIR algorithm*”), e é capaz de ativar até 4 sinais de referência, 8 sinais de controle e 10 sinais de erro. Em nosso experimento, para realizar o controle adaptativo “*feedforward*”, um sinal de referência (*kp*) foi tomado de um tacômetro instalado próximo ao acoplamento, e os sinais de erro foram medidos com sensores (“*proximeters*”) instalados horizontalmente (*S*₁, *S*₃) e verticalmente (*S*₂, *S*₄) a 2,75 in (63,5 mm) do centro de cada mancal magnético ativo (ver Figura 4.1). Em algumas análises, os sinais medidos com os sensores dos mancais magnéticos também foram utilizados como sinais de erro. Os sinais de controle do sistema adaptativo “*feedforward*” foram aplicados sobre os atuadores sobrepostos aos sinais do controle “*feedback*” existente através da caixa MBResearchTM BNC, em ambas as direções V e W. Esses sinais de controle não alteram a estabilidade do rotor proporcionada pelo controle “*feedback*”.

A Figura 4.3 apresenta as fotografias da disposição dos equipamentos da montagem experimental completa. A fotografia superior mostra detalhes do eixo, do motor, dos mancais magnéticos, dos sensores e do controlador “*feedback*” e de seu computador de comando. Na fotografia abaixo pode-se ver, à esquerda, o sistema de controle “*feedforward*” EZ-ANC e o sistema de aquisição de dados. O computador avistado comanda ambos sistemas “*feedforward*” e de aquisição de dados.

As análises foram realizadas com o disco desbalanceado fixado em 3 diferentes posições: no meio do vão, a 2,5 in (63,5 mm) do mancal magnético direito e a 2,0 in (50,8 mm) do mancal próximo ao acoplamento. Para cada posição da força de desbalanceamento, um conjunto de sensores de erro e atuadores foi tomado, conforme mostra a Tabela 4.1. Os ensaios foram realizados a uma rotação de 3420 rpm, correspondente à frequência de 57 Hz, a qual é ligeiramente menor que a primeira frequência natural do rotor, mesmo para as três configurações do sistema com o disco fixado em pontos diferentes ao logo do eixo.



Tabela 4.1 – Diferentes localizações dos sensores de erro e dos atuadores para o controle ativo a resposta ao desbalanceamento.

Casos	Sensores Erro	Atuadores	Posições Massa Desbalanceada
1	S_1 e S_2	V_1 e W_1	
2	S_1 e S_2	V_2 e W_2	
3	S_1, S_2, S_3 e S_4	V_1 e W_1	
4	S_1, S_2, S_3 e S_4	V_1, W_1, V_2 e W_2	
5	S_1 e S_2	V_1 e W_1	
6	S_1 e S_2	V_2 e W_2	
7	S_1 e S_2	V_1 e W_1	
8	S_1, S_2 e SV_1	V_1 e W_1	
9	S_1, S_2 e SV_1	V_2 e W_2	

4.3. Características Dinâmicas do Rotor

A simulação teórica das características próprias do sistema pode fornecer informações importantes que serão úteis para a aplicação do sistema de controle. Primeiro, há um interesse muito grande no controle de vibrações nas velocidades críticas do rotor. Segundo, os modos de vibração podem indicar os melhores pontos para a instalação dos sensores de erro.

Para se obter uma estimativa das características próprias do rotor, ele foi modelado por elementos finitos, onde o eixo foi dividido em vários elementos tendo massa distribuída e elasticidade, e o disco rígido foi modelado por um elemento de massa concentrada. Os mancais magnéticos ativos foram considerados como suportes tendo uma rigidez e um amortecimento equivalentes, cujos valores serão determinados a seguir. O modelo dinâmico do rotor também inclui o efeito giroscópico que é função da velocidade de rotação e do momento de inércia do rotor.



4.3.1. Determinação da Rigidez e do Amortecimento Equivalentes

Afim de introduzir adequadamente as características dos MMA no modelo matemático para a análise das velocidades críticas e da resposta forçada do rotor, os valores da rigidez e do amortecimento equivalentes do MMA foram devidamente calculados. Os valores da rigidez e do amortecimento equivalentes podem ser determinados através das Eqs. (2.33) e (2.34), a partir de um determinado conjunto de ganhos do filtro PID e do modelo de função de transferência descrito no capítulo 2. A rigidez de posição (K_x) e rigidez de corrente (K_i) foram calculadas usando o modelo linearizado em função das características do MMA através das Eqs. (2.19) e (2.20). Os valores calculados desses parâmetros foram: $K_x = -8.24 \text{ E02 lbf/in}$ e $K_i = 8.5 \text{ lbf/Amp}$.

O modelo do circuito de controle do MMA, dado pela Eq. (2.23), foi usado para calcular a função de transferência do controlador. Para determinar essa função de transferência, uma rotina computacional foi implementada empregando o “software” MatLAB. Neste cálculo, introduziu-se a sensibilidade do sensor diferencial que é de $161,53 \times 10^{-6} \text{ micron/V}$, e considerou-se para o filtro passa baixa, uma frequência de corte de 800 Hz e um fator de amortecimento de 0,707. Os ganhos usados para o filtro PID (integral, derivativo e proporcional) foram os seguintes: $K_I = 100$, $K_P = 90$, $K_D = 0,1$ e $K_T = 0,00008$. Esses ganhos proporcionaram uma condição de boa estabilidade para o sistema de controle “feedback” durante os testes experimentais, tendo em vista a restrita condição de alarme e parada imposta pelo sistema de controle, prevenindo-se contra operações com amplitudes de vibração elevadas do rotor. Para o amplificador de potência tomou-se um ganho de 760 e uma frequência de corte de 20 KHz. Com o modelo de função de transferência do controlador e com os valores calculados da rigidez de posição e de corrente, determinou-se a rigidez e o amortecimento equivalentes do mancal magnético em função da frequência na faixa de 0 – 100 Hz.

Tendo em vista que a rigidez e o amortecimento do mancal magnético são dados em função da frequência, então na análise dinâmica do rotor, um valor médio de rigidez pode ser adotado na faixa de frequência entre 0 e 100 Hz, e o amortecimento pode ser obtido assintoticamente no gráfico da Figura 4.4. Desta forma, obteve-se $K_{eq} = 900 \text{ lbf/in}$ e $C_{eq} = 0,4 \text{ lbf.s/in}$, aproximadamente. Tomou-se essa faixa de frequência para o cálculo das características dos MMA porque estimou-se, em princípio, que ela conteria a primeira frequência natural do rotor. Essa frequência natural é de particular interesse nesta análise por estar bem próxima à



freqüência de rotação do rotor em que foi aplicado o controle ativo para reduzir a resposta ao desbalanceamento.

As Figuras 4.5, 4.6 e 4.7 mostram as características modais simuladas do rotor obtidas com o disco fixado nas três posições, ou seja, no meio do vão, próximo ao mancal magnético ao lado do acoplamento e próximo ao mancal magnético direito, respectivamente. Essas simulações foram feitas utilizando-se, no modelo, a rigidez média equivalente calculada conforme o procedimento apresentado anteriormente. Essas simulações mostram que ocorrem variações consideráveis nas características modais do rotor em função da localização do disco. Desses resultados, pode-se supor que, em termos de controle de vibração local do rotor operando a uma rotação próxima à primeira freqüência natural, o melhor local para se obter o sinal de erro do controle adaptativo é próximo à força de desbalanceamento (disco rígido), onde observa-se os maiores deslocamentos modais relativos. Por outro lado, esse local para obtenção do sinal de erro pode não ser efetivo para o controle adaptativo do rotor operando com rotação próxima às outras freqüências naturais calculadas.

4.4. Resultados Experimentais do Controle da Resposta ao Desbalanceamento

As diferentes localizações para os atuadores (ambos direito e esquerdo mancais magnéticos foram utilizados como atuador), para os sensores de erro e para a força de desbalanceamento, de acordo com o apresentado na Tabela 4.1, permitiram uma análise da redução da resposta ao desbalanceamento em várias condições de controle. Neste trabalho foram analisados 9 casos de condições de controle e foram utilizados, no mínimo, 2 sensores de erro e 2 atuadores em cada caso. A velocidade de rotação do rotor durante as análises foi de 3420 rpm, ou 57 Hz, que é próxima à primeira velocidade crítica do sistema, calculada nas simulações numéricas e apresentada nas Figuras 4.5, 4.6 e 4.7. O valor da primeira freqüência natural do rotor também é confirmado através da função de transferência experimental, Figura 4.8, obtida com o disco fixado próximo ao mancal esquerdo, onde pode-se ver claramente as três primeiras freqüências naturais do rotor, cujos valores são 61, 105 e 145 Hz, aproximadamente.

As Figuras 4.9 a 4.17 apresentam as curvas comparativas de redução dos níveis de vibração (deslocamentos relativos) em pontos do rotor sem e com a atuação do controle “*feedforward*”, para todos os casos analisados. Para facilitar a análise desses resultados, as reduções nas amplitudes da freqüência ao desbalanceamento estão resumidas na Tabela 4.2.



Tabela 4.2 – Redução da Amplitude ao Desbalanceamento (dB)
Rotação de 3420 RPM (57 Hz)

Casos	SV ₁	SW ₁	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	SV ₂	SW ₂
1	13,2	15,7	48,8	48,1	17,8	22	6,8	14,3
2	3,5	11,7	49,4	51,7	11,3	15,8	3,4	3,4
3	10,4	14,5	23,2	28,5	20	26,6	8,9	15,1
4	15,2	19,8	34,8	30,5	29,2	29,3	7,8	9,4
5	8,7	14,1	41,6	50,8	18,9	28,1	11,2	20,3
6	3,5	6,5	8,1	16,4	6,2	4,4	-9,3	-8,2
7	-3,8		41,2	41,7				
8	2,2		14,1	11,4				
9	25,6		30,6	29,6				

4.5. Conclusões dos Resultados Experimentais

Analizando os resultados apresentados na Tabela 4.2, correspondentes aos 9 casos de controle ativo aplicados no rotor experimentalmente, pode-se concluir que,

1. Se um par de sensores for posicionado em um único local ao longo do rotor, então pode-se alcançar um controle muito bom de vibração local. Isso é claramente ilustrado pelos casos 1, 2, 5 e 7, onde tipicamente uma redução > 40 dB no nível de vibração foi verificada.

2. Um bom controle local não corresponde a uma boa redução global do nível de vibração. Isso é bem ilustrado pelo caso 6 e, especialmente pelo caso 7, onde conseguiu-se uma grande redução de vibração no local do sensor de erro, enquanto que em outras regiões a redução foi muito baixa, isso quando não houve um aumento na vibração (redução negativa na Tabela 4.2).

3. Atuadores posicionados próximos à perturbação conseguem melhor controle. Isso é claramente ilustrado pela comparação dos resultados do caso 5 com o caso 6. No caso 5, onde o atuador é posicionado mais próximo da massa desbalanceada, conseguiu-se reduções significativas em todas as seções do rotor, enquanto que no caso 6, as reduções são bem menores, inclusive aumentando a vibração em um ponto do rotor.

4. Usando um número maior de sensores de erro do que de atuadores, melhora a redução global de vibração, porém piora a redução local. Isso é ilustrado comparando-se os



resultados do caso 1 com o caso 3. A redução no local do sensor de erro cai de 48 dB para 28 dB, porém a atenuação global aumentou ligeiramente.

5. Utilizando um número maior de atuadores melhora o desempenho do sistema de controle. Isso é ilustrado comparando-se o caso 4 com o caso 3, onde conseguiu-se uma melhora importante na redução de vibração. Entretanto, deve-se tomar cuidado nos casos onde o mesmo número de atuadores e de sensores de erro é usado. Neste caso, podem existir frequências nas quais ocorrem grandes aumentos na vibração em locais distantes dos sensores de erro. Também, nota-se que não houve uma melhora drástica entre os casos 3 e 4, indicando que uma configuração com mais sensores e um menor número de atuadores pode ser mais vantajosa em termos de equipamentos e processamento computacional.

Por fim, demonstrou-se que é essencial otimizar a localização dos sensores de erro e dos atuadores na redução de vibração síncrona em um rotor apoiado por mancais magnéticos ativos quando uma estratégia de controle “*feedforward*” é usada. A investigação experimental mostrou que dependendo da localização do sensor de erro e do atuador, pode-se obter reduções elevadas na amplitude da frequência ao desbalanceamento em ambos controle de vibração, local e global. Também, a simulação prévia das características modais pode dar uma indicação dos melhores locais para instalar sensores de erro e atuadores para o controle de vibração do rotor operando em condições ressonantes.



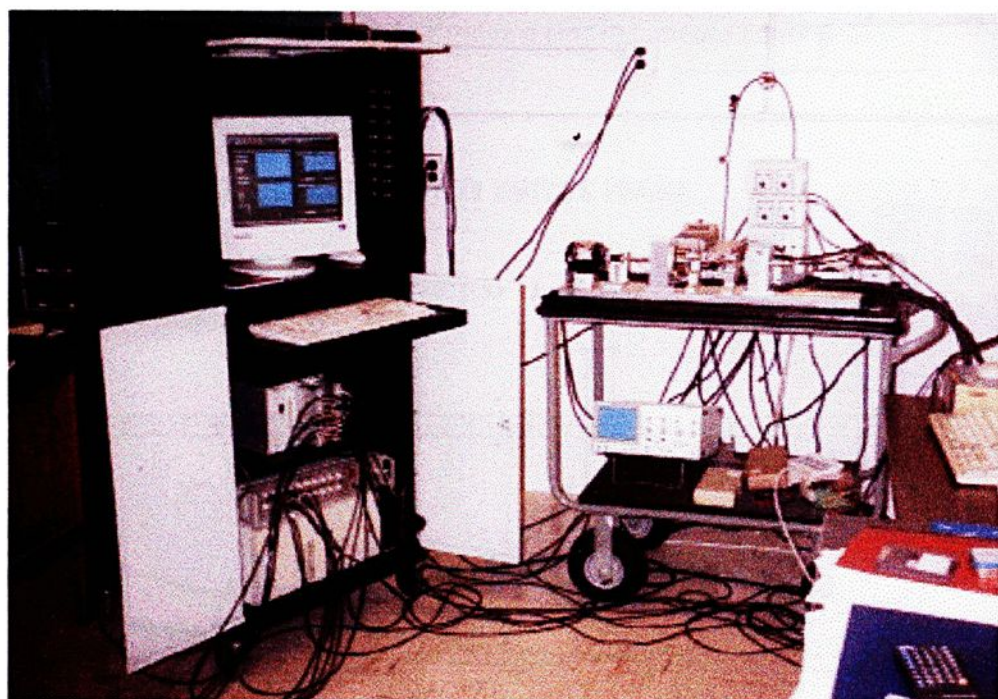
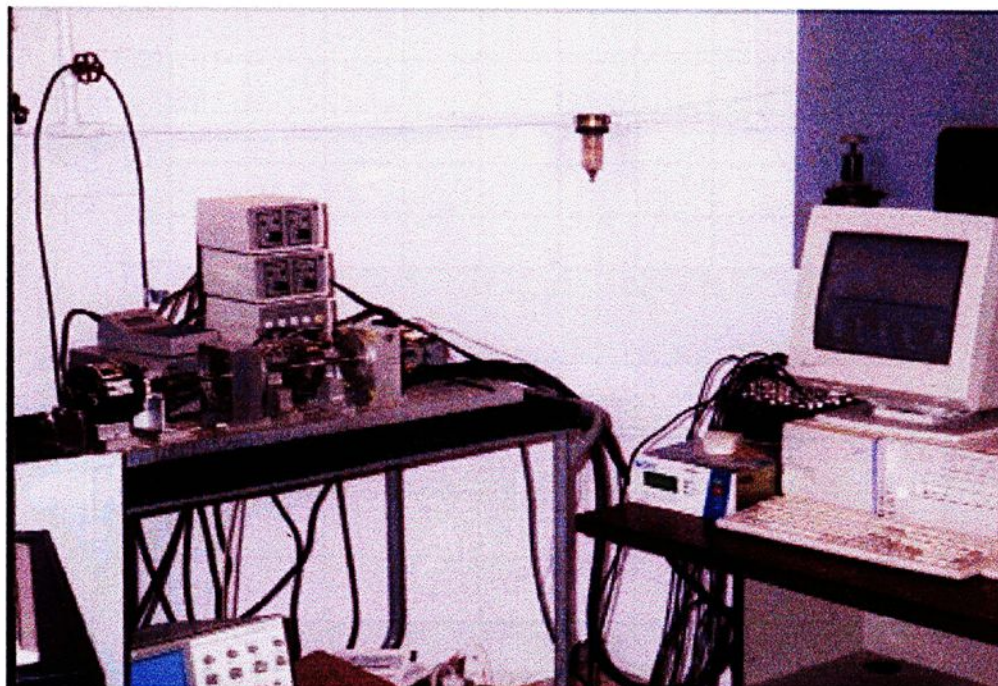


Figura 4.3 – Rotor com os MMA e os equipamentos dos sistemas de controle.

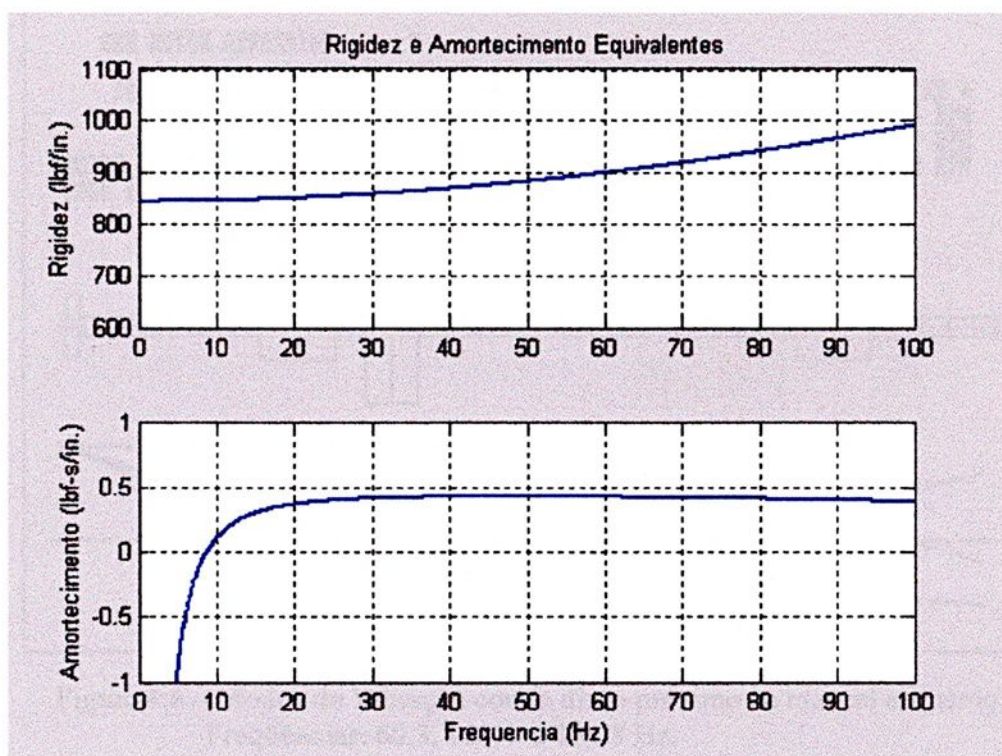


Figura 4.4 – Curvas de rigidez e amortecimento equivalentes.

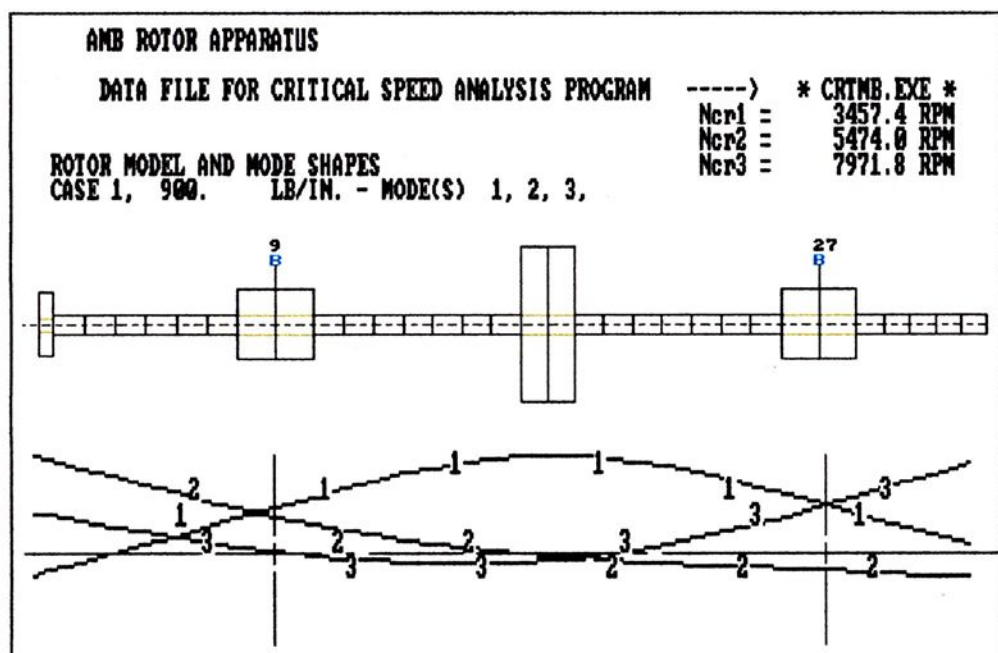


Figura 4.5 – Modos de vibração com o disco no meio do vão.
Frequências: 57.6, 91.2 e 132.8 Hz.

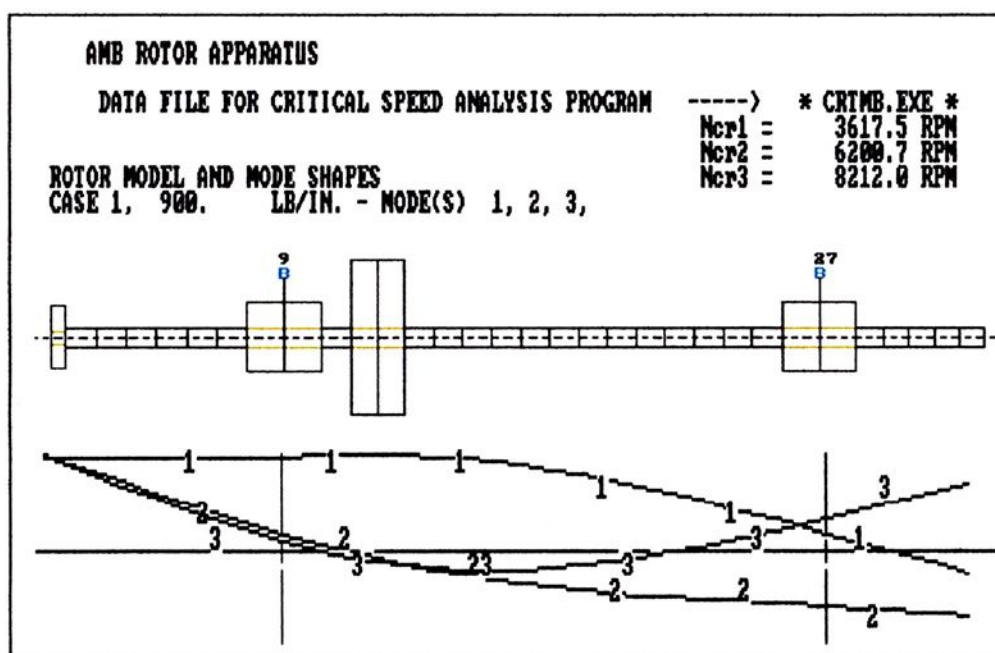


Figura 4.6 – Modos de Vibração com o disco próximo ao mancal esquerdo.
Frequências: 60.3, 103.4 e 136.8 Hz.

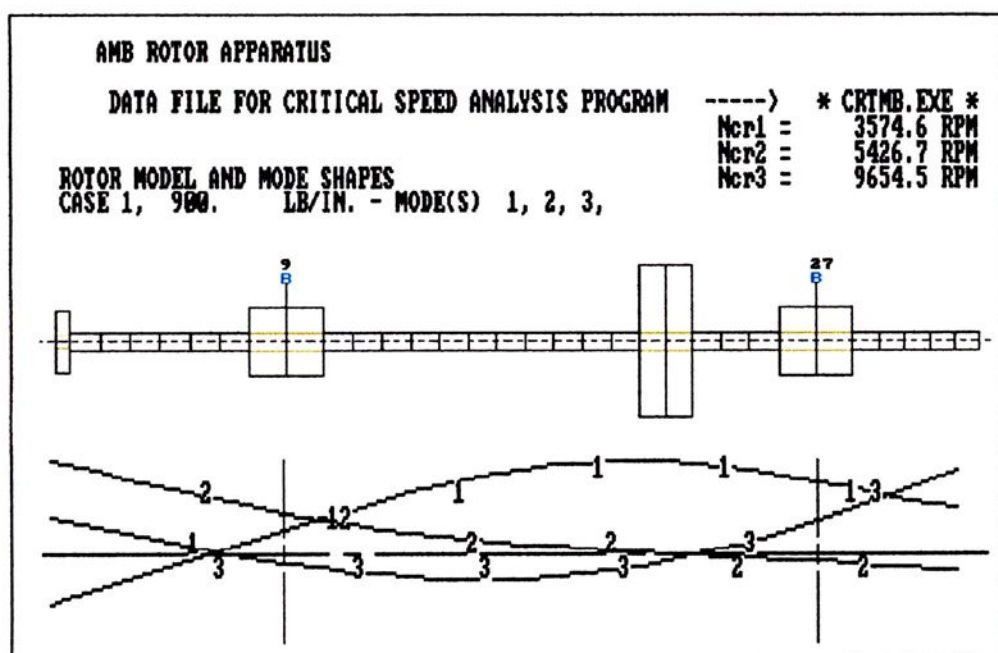


Figura 4.7 – Modos de Vibração com o disco próximo ao mancal direito.
Frequências: 59.6, 90.5 e 160.9 Hz.

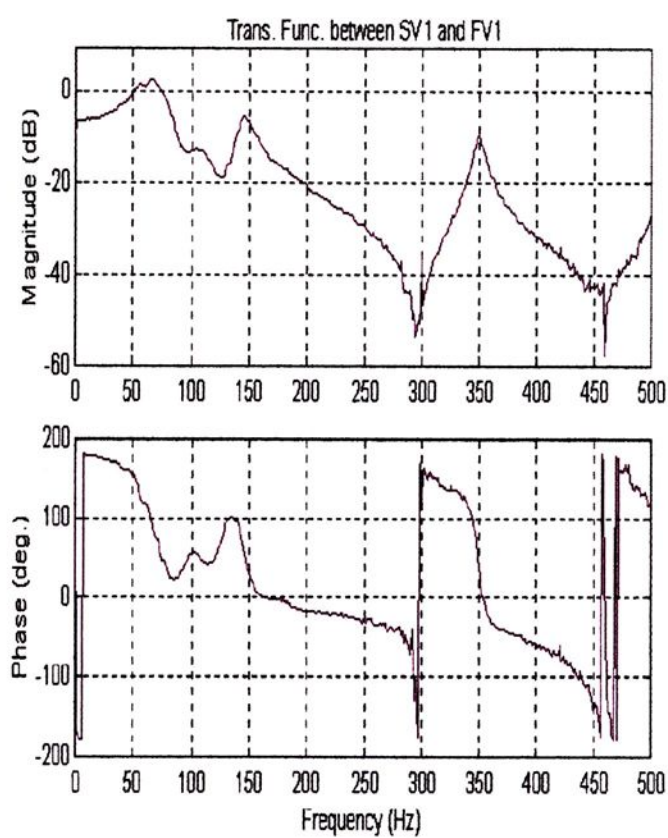


Figura 4.8 – Função de transferência do sistema com o disco próximo ao mancal esquerdo.

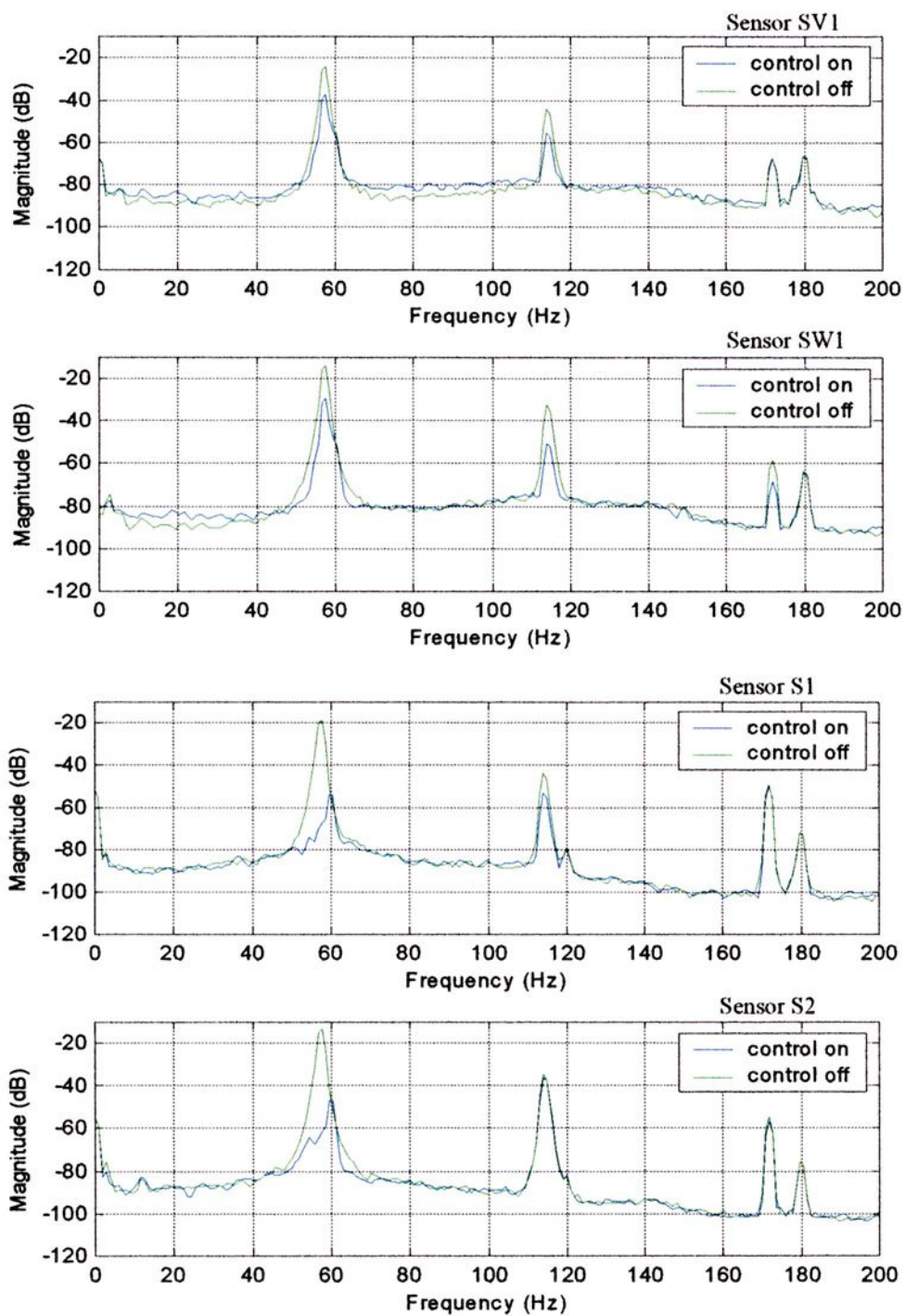


Figura 4.9 – Redução de vibração com e sem controle “*feedforward*” – caso 1.

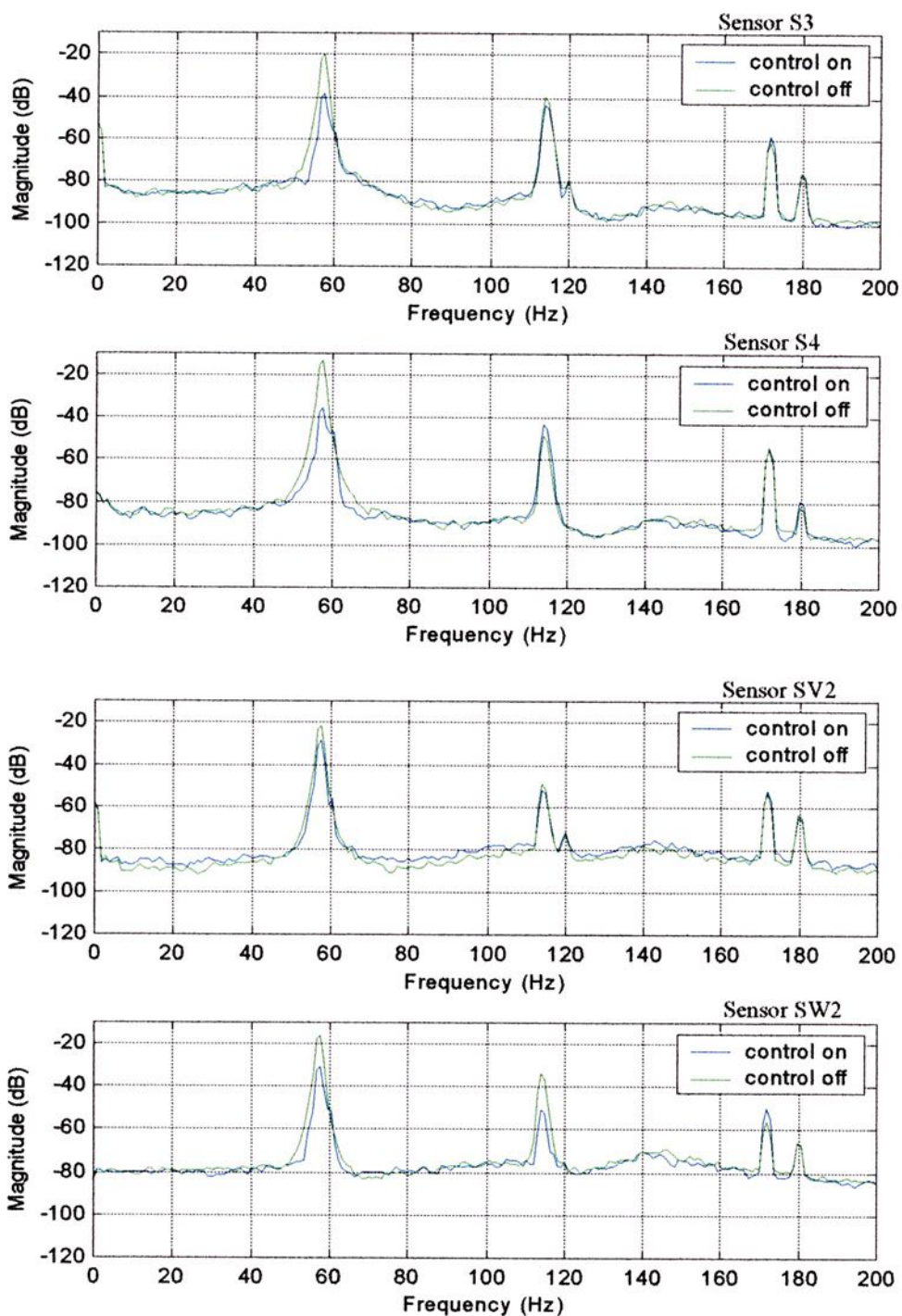


Figura 4.9 (cont.) – Redução de vibração com e sem controle “*feedforward*” - caso 1.

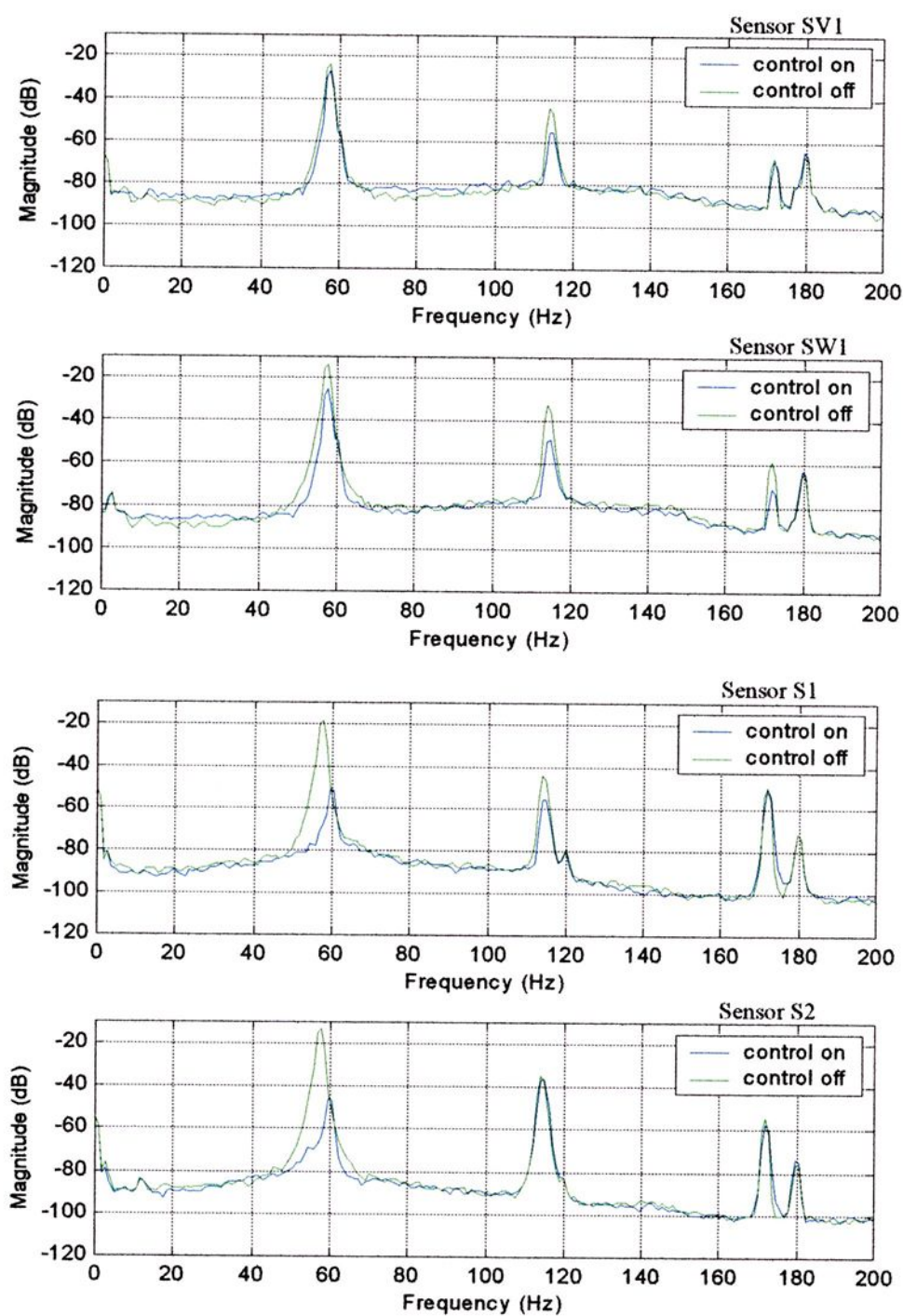


Figure 4.10 – Redução de vibração com e sem controle “feedforward” – caso 2.

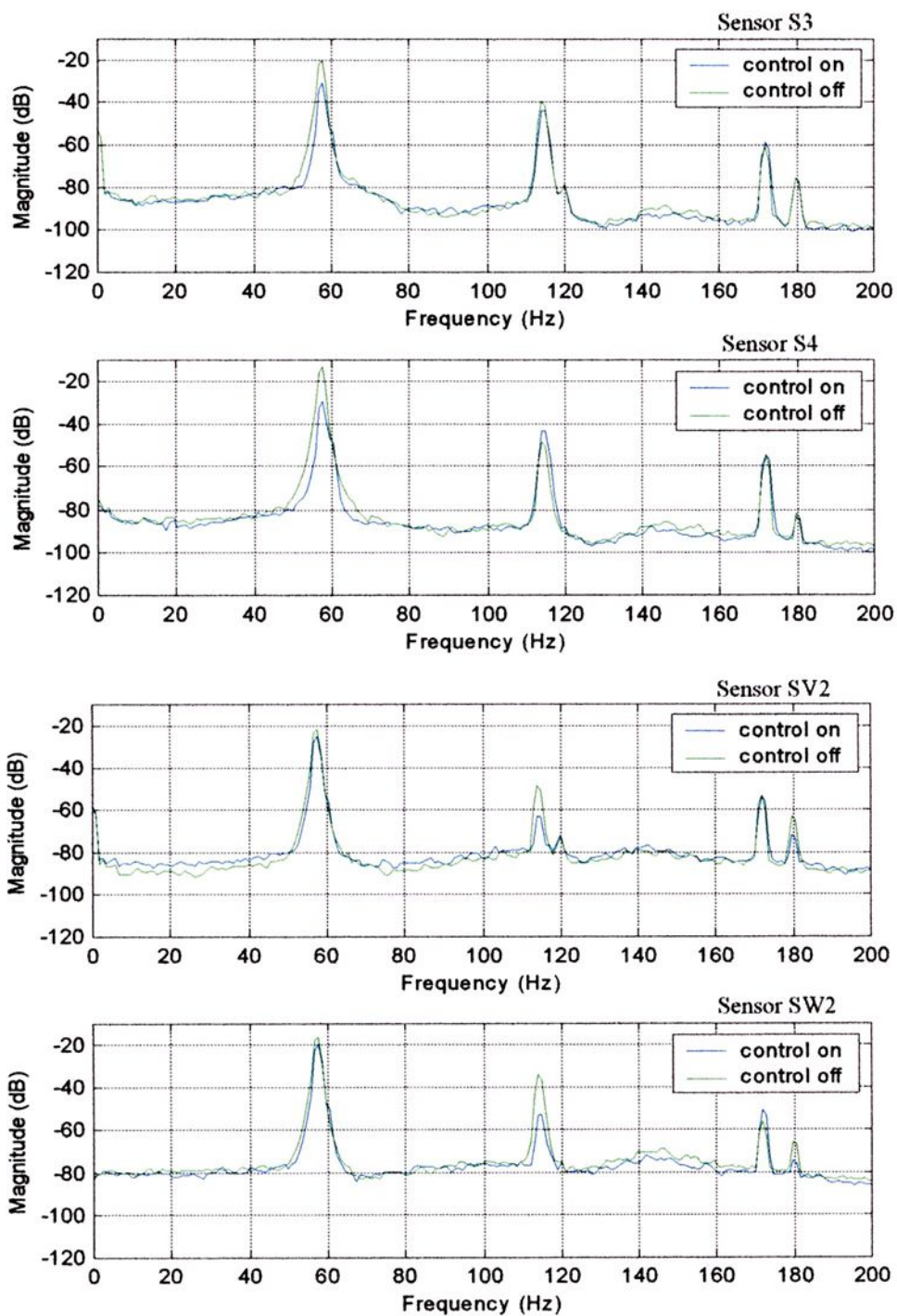


Figura 4.10 (cont.) – Redução de vibração com e sem controle “*feedforward*” – caso 2.

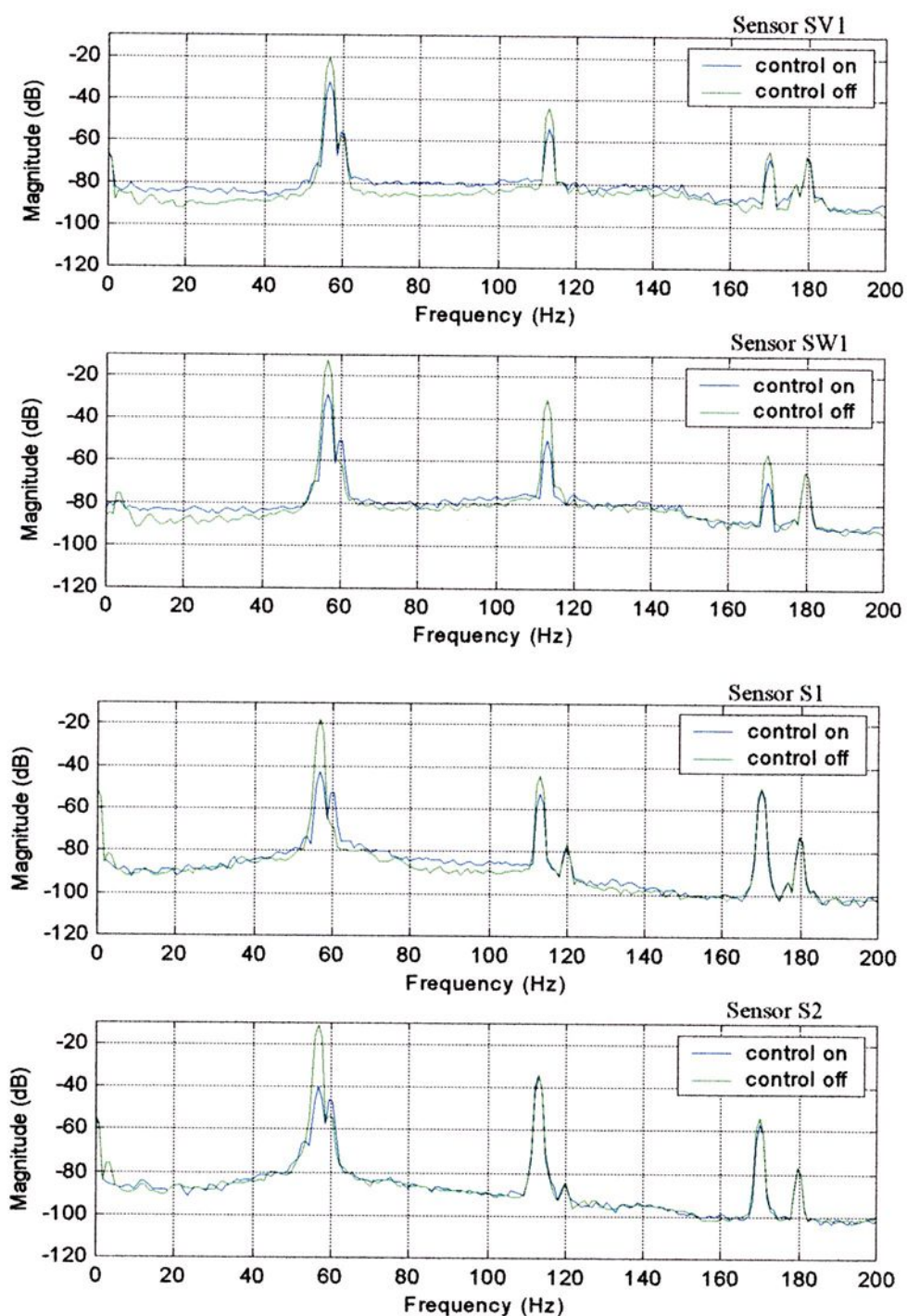


Figura 4.11 – Redução de vibração com e sem controle “*feedforward*” - caso 3.

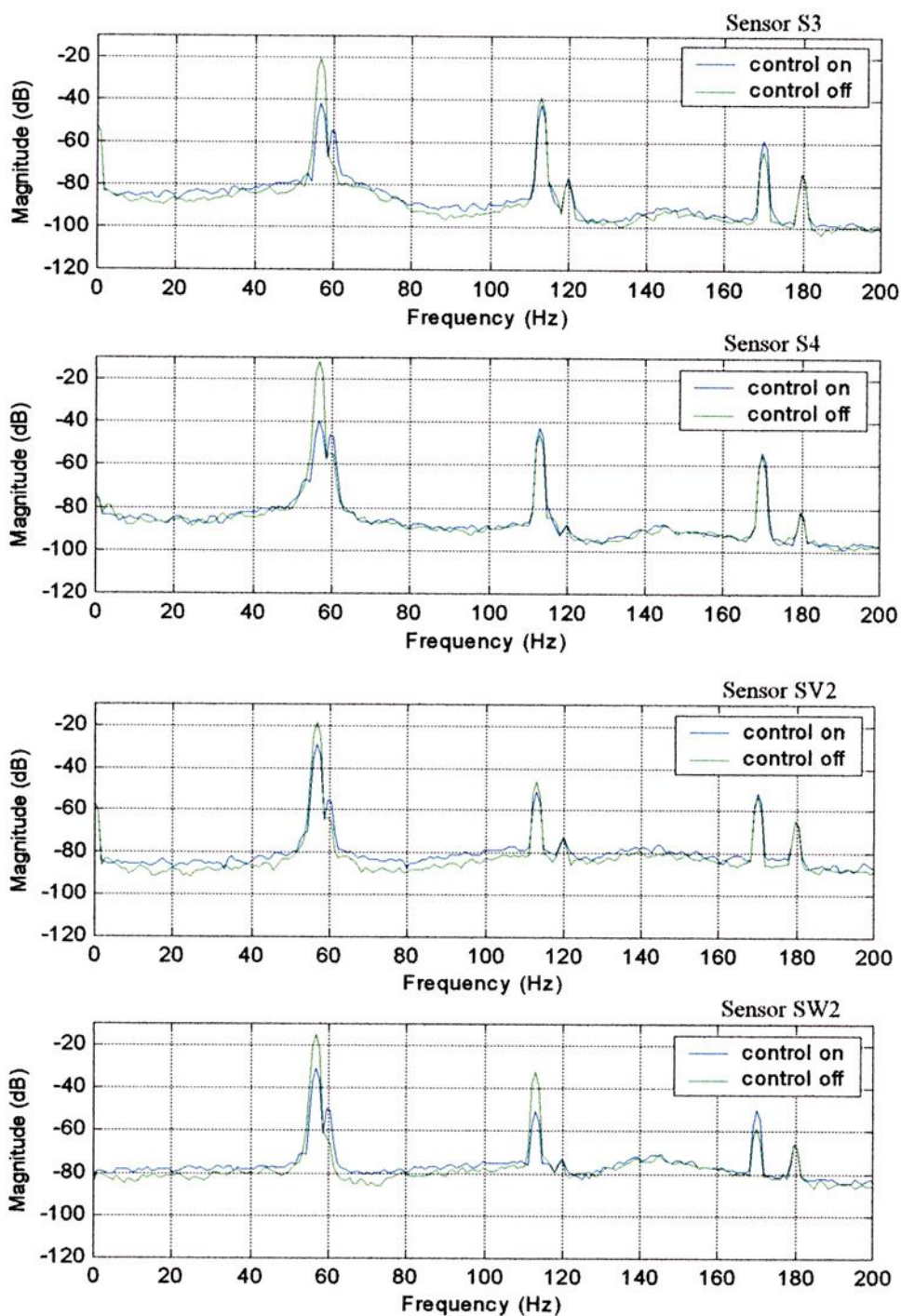


Figura 4.11 (cont.) – Redução de vibração com e sem controle “*feedforward*” - caso 3.

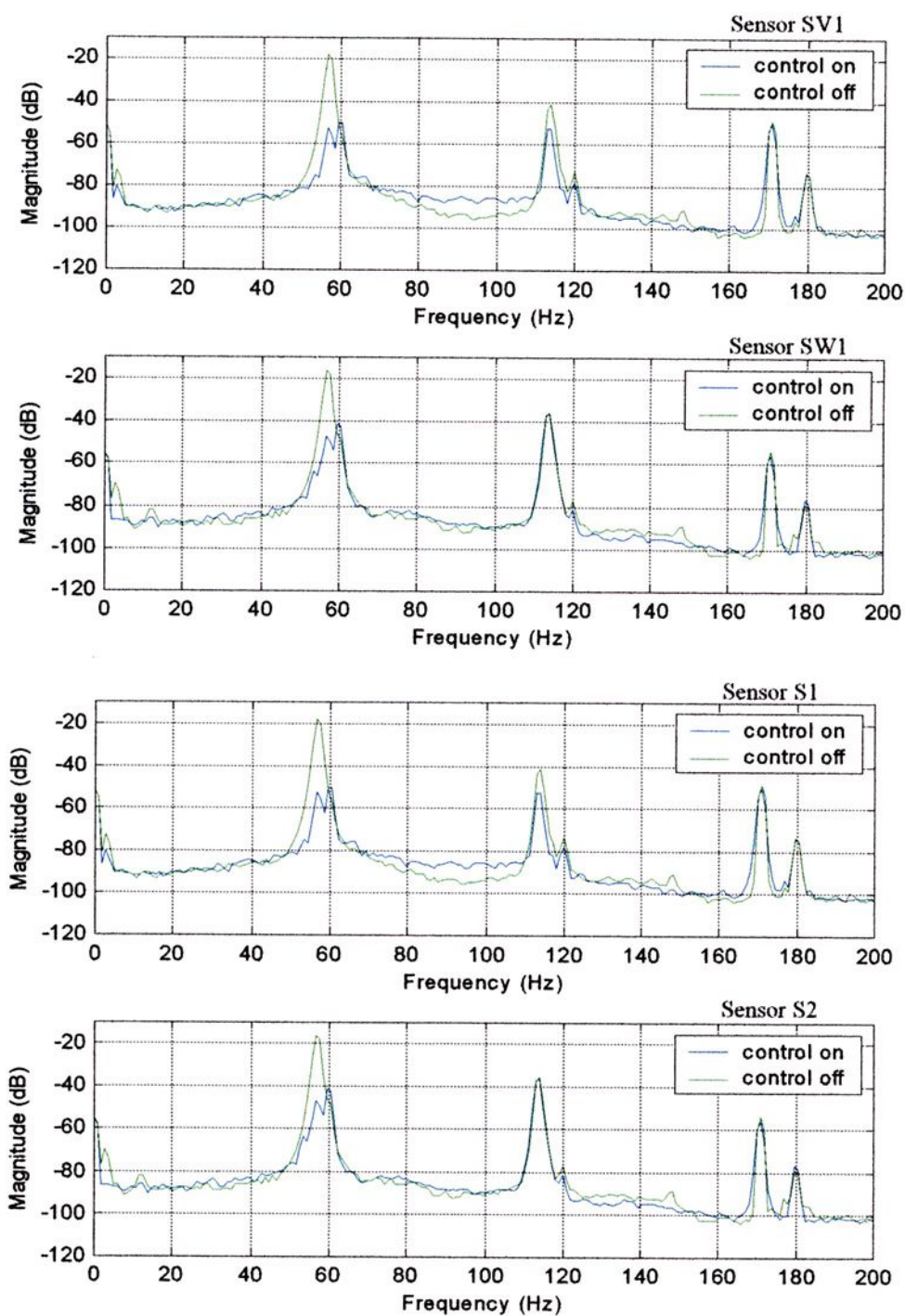


Figura 4.12 – Redução de vibração com e sem controle “*feedforward*” - caso 4.

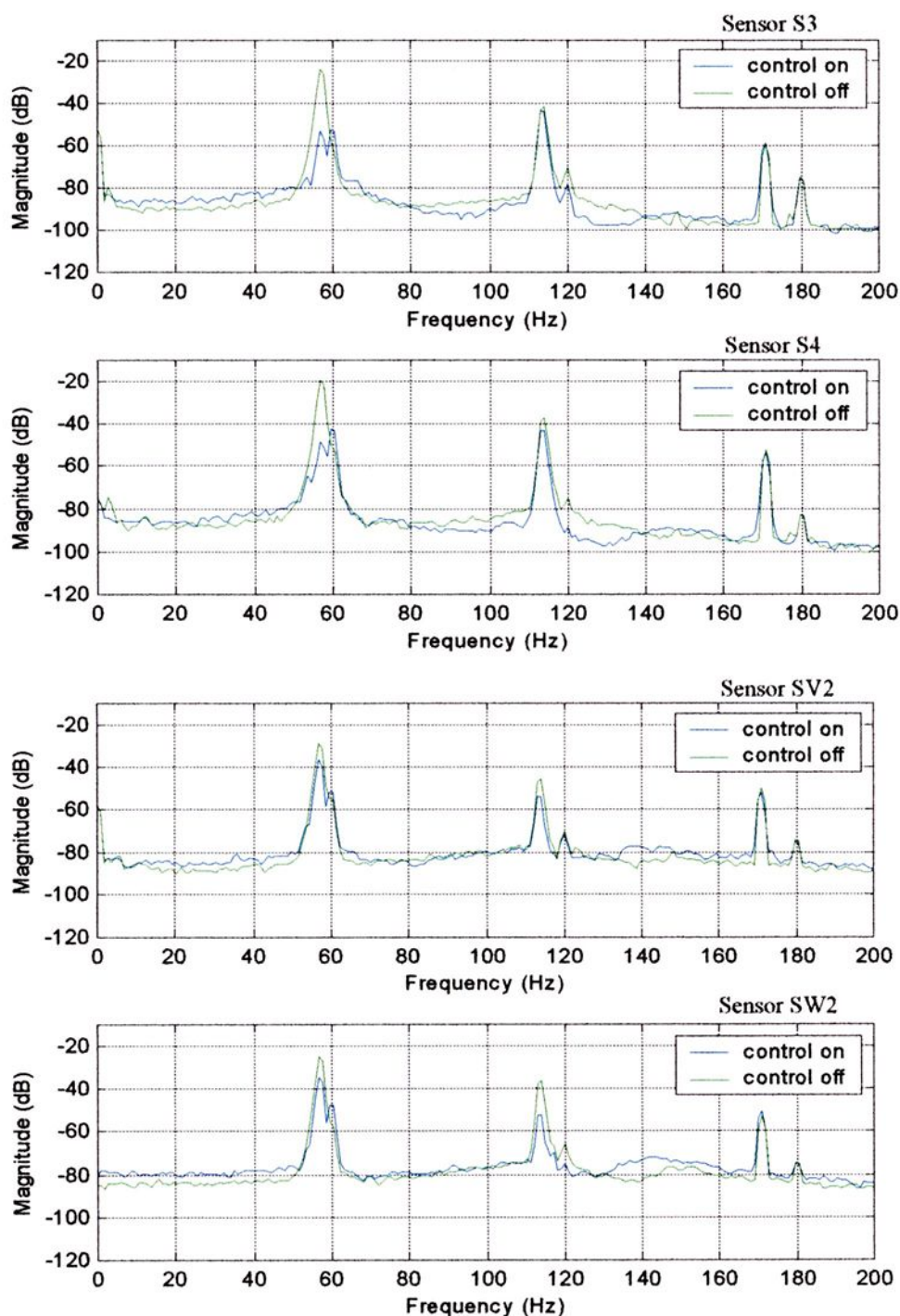


Figura 4.12 (cont.) – Redução de vibração com e sem controle “*feedforward*” - caso 4.

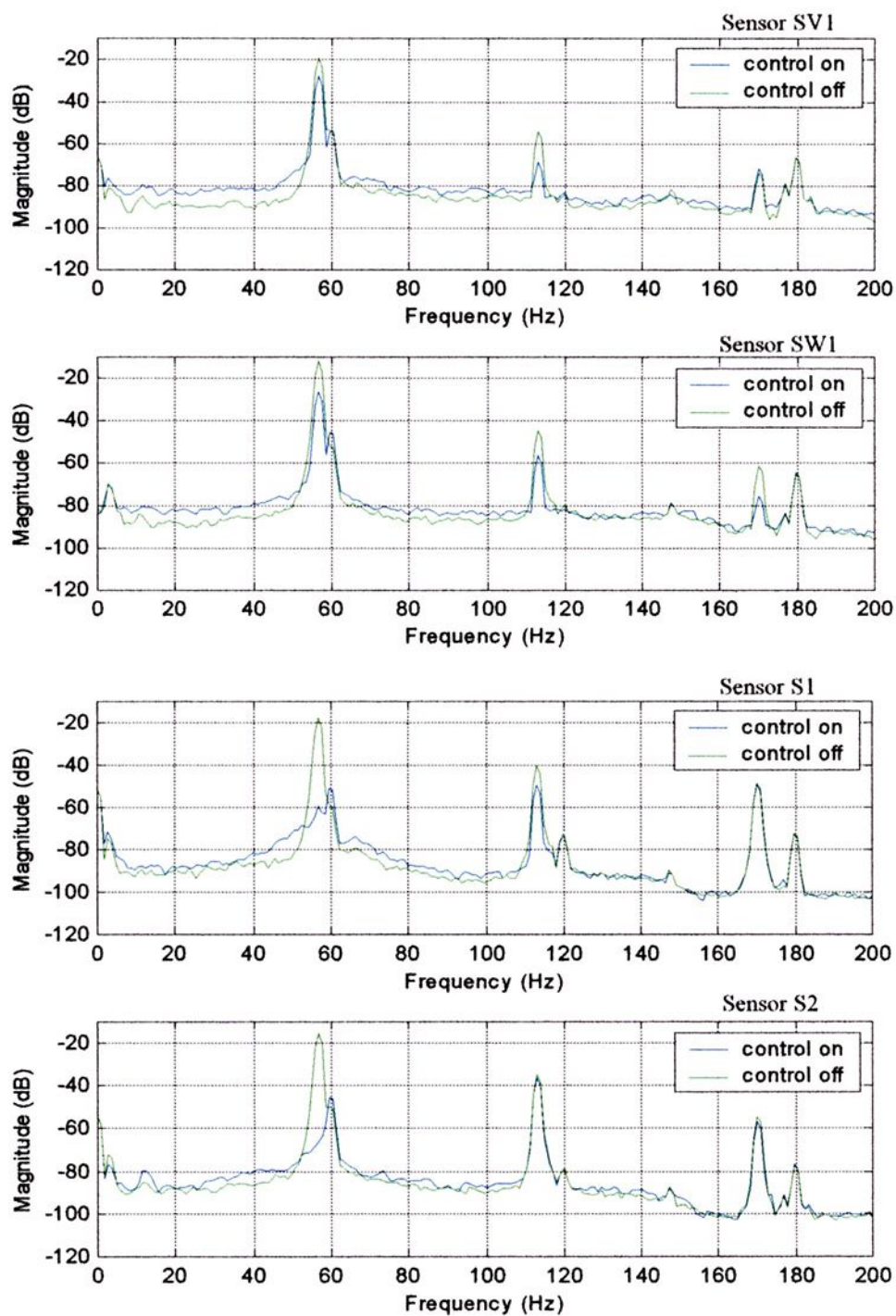


Figura 4.13 – Redução de vibração com e sem controle “*feedforward*” - caso 5.

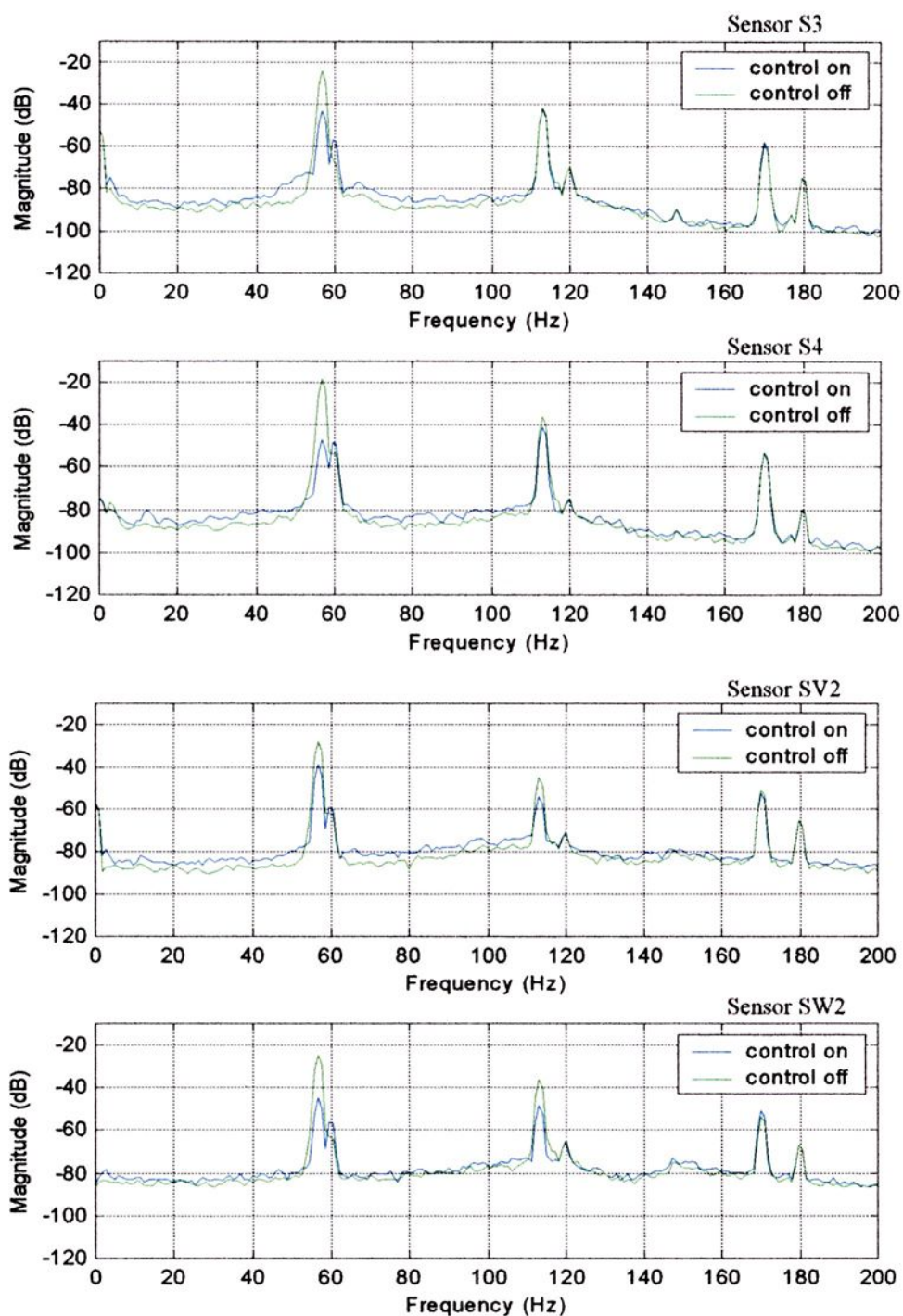


Figura 4.13 (cont.) – Redução de vibração com e sem controle “*feedforward*” - caso 5.

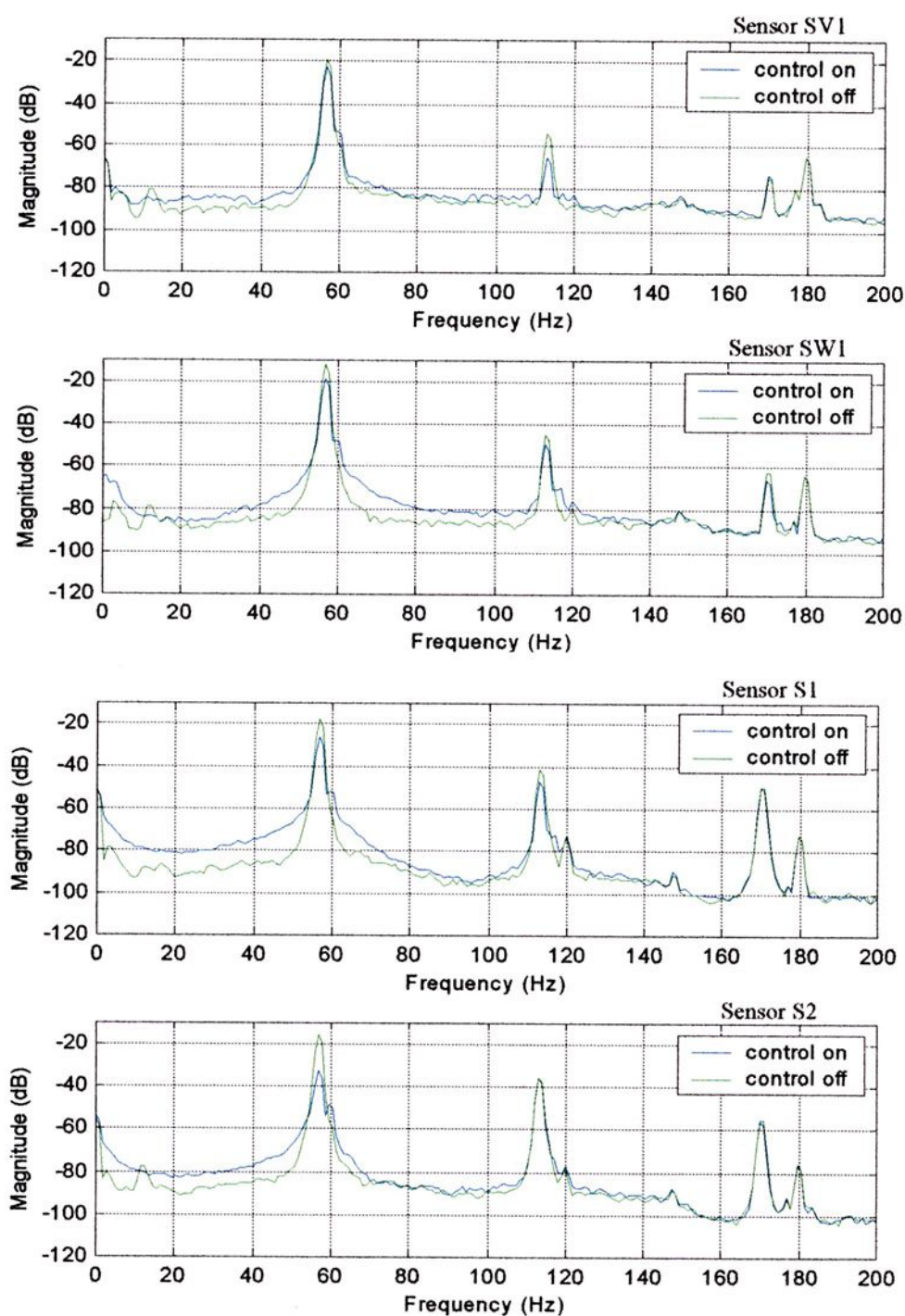


Figura 4.14 – Redução de vibração com e sem controle “*feedforward*” - caso 6.

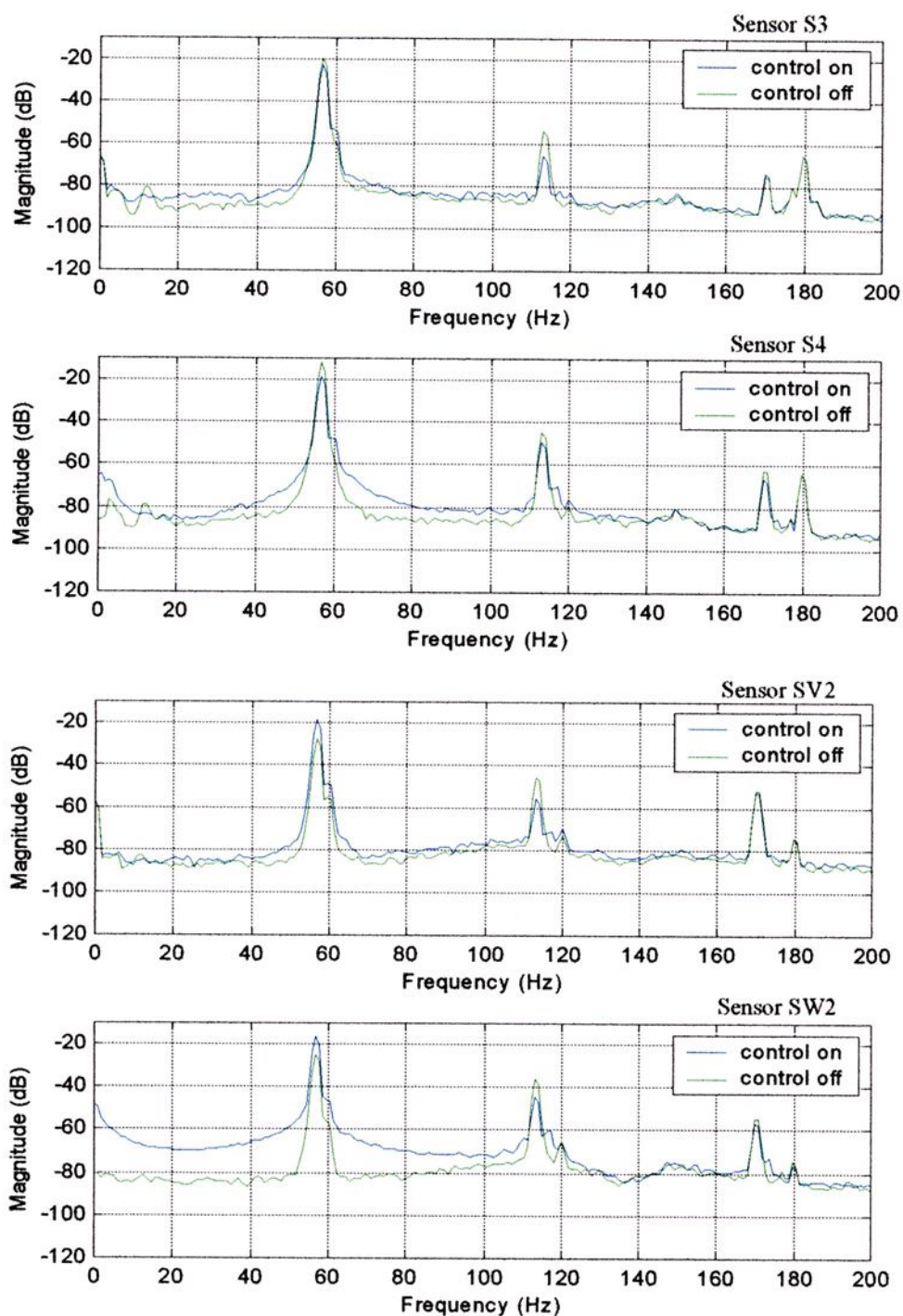


Figura 4.14 (cont.) – Redução de vibração com e sem controle “feedforward” - caso 6.

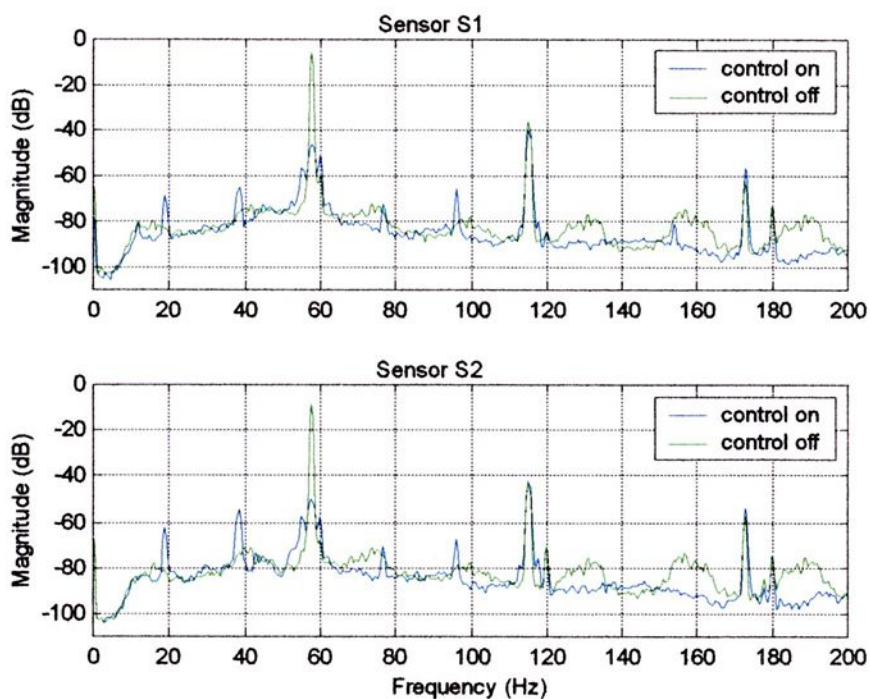


Figura 4.15 – Redução de vibração com e sem controle “*feedforward*” - caso 7.

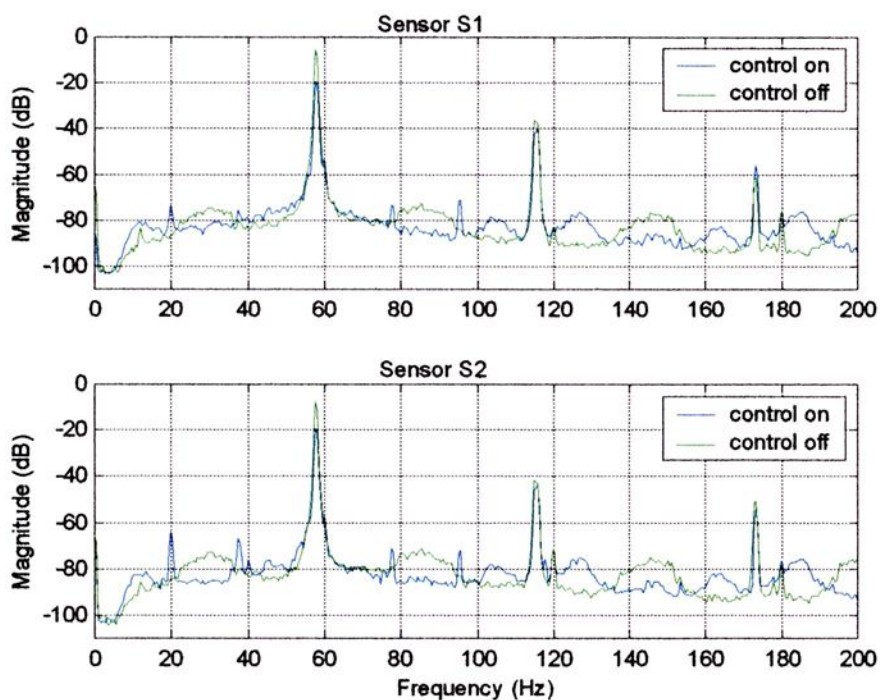


Figura 4.16 – Redução de vibração com e sem controle “*feedforward*” - caso 8.

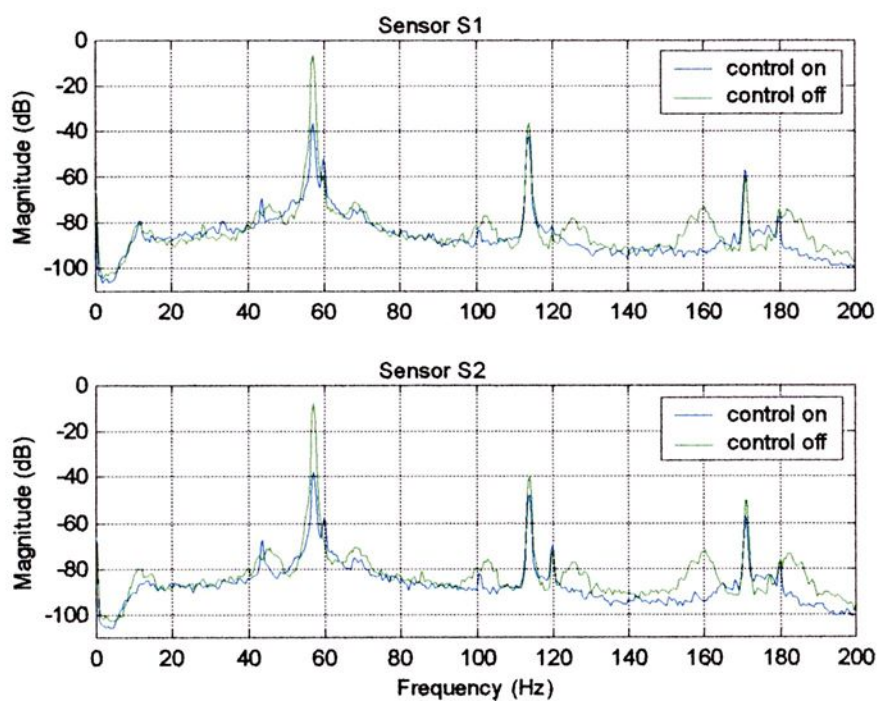


Figura 4.17 – Redução de vibração com e sem controle “*feedforward*” - caso 9.

5. ANÁLISE TEÓRICA DO CONTROLE ATIVO DO ROTOR – EFEITO DA POSIÇÃO DOS SENSORES E ATUADORES

Neste capítulo será apresentada a análise teórica do controle ativo de vibração do rotor apoiado por mancais magnéticos ativos. O objetivo agora é investigar teoricamente o desempenho do sistema de controle, também focando no efeito da localização dos atuadores e dos sensores de erro sobre o controle ativo da resposta ao desbalanceamento do rotor. Com base na análise experimental apresentada no capítulo anterior, também será feita, neste capítulo, uma comparação teórica-experimental dos resultados obtidos.

5.1. Modelo Matemático para a Análise do Controle Ativo

Com o propósito de modelar o sistema de controle de vibração, um modelo simplificado do rotor, considerando vibração apenas na direção vertical, será desenvolvido. Primeiro, o rotor será considerado como uma viga apoiada por mancais modelados como elementos de rigidez e de amortecimento, e com três massas fixadas (disco e material magnético dos mancais). A força de desbalanceamento e as forças de controle serão introduzidas na viga para se determinar o desempenho do sistema de controle ótimo. O movimento do rotor na direção horizontal não será considerado no modelo, assumindo-se que o movimento nesta direção seja independente do movimento vertical. Qualquer vibração na direção horizontal pode ser controlada da mesma maneira que a vibração na direção vertical usando um outro sistema de controle ativo desacoplado, produzindo resultados similares.

A velocidade, u , da viga pode ser descrita como uma série ou somatório dos modos, Warburton (1954).

$$u(x, \omega) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n(\omega) \psi_n(x) \quad (5.1)$$



onde o n -ésimo modo de vibração $\psi_n(x)$ é função da posição x e a amplitude complexa do n -ésimo modo é dado por $a_n(\omega)$. Se a frequência de interesse é limitada, então é possível descrever, com uma precisão satisfatória, o comportamento vibratório da viga usando um conjunto finito de modos. 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 seno, co-seno e hiperbólica. Assim, os modos de vibração são dados pelas equações,

$$\psi_0(x) = 1 \quad (5.2)$$

$$\psi_1(x) = 1 - \frac{2x}{l} \quad (5.3)$$

$$\psi_n(x) = \cos \gamma \left(\frac{x}{l} - 0.5 \right) + k \cosh \gamma \left(\frac{x}{l} - 0.5 \right) \text{ para } n = 2, 4, 6, \dots \quad (5.4)$$

$$\text{onde, } k = -\frac{\sin \frac{\gamma}{2}}{\sinh \frac{\gamma}{2}} \text{ e } \tan \frac{\gamma}{2} + \tanh \frac{\gamma}{2} = 0 \quad (5.5)$$

$$\psi_n(x) = \sin \gamma' \left(\frac{x}{l} - 0.5 \right) + k' \sinh \gamma' \left(\frac{x}{l} - 0.5 \right) \text{ para } n = 3, 5, 7, \dots \quad (5.6)$$

$$\text{onde, } k' = \frac{\sin \frac{\gamma'}{2}}{\sinh \frac{\gamma'}{2}} \text{ e } \tan \frac{\gamma'}{2} - \tanh \frac{\gamma'}{2} = 0 \quad (5.7)$$

A amplitude do modo $a_n(\omega)$ é função da frequência angular ω e pode ser calculada considerando-se todas as forças agindo sobre o rotor. A amplitude do modo devido a uma única força $F(\omega)$ agindo sobre um ponto x_j do rotor é dada por,

$$a_n(\omega) = \frac{2}{m_r} \left(\frac{j\omega}{(\omega_n^2 - \omega^2) + 2j\zeta_n\omega_n\omega} \psi(x_j) \right) F(\omega) \quad (5.8)$$

onde ω_n e ζ_n são a frequência natural e o fator de amortecimento do n -ésimo modo, respectivamente, e m_r é a massa total do rotor. Os fatores de amortecimento modais são

tipicamente baixos para um rotor de aço, na ordem de 0.005. A maior parte do amortecimento do sistema é fornecida pelos mancais. As frequências naturais dos modos para uma viga livre-livre podem ser calculadas usando as equações,

$$\omega_0 = 0 \quad (5.9)$$

$$\omega_1 = 0 \quad (5.10)$$

$$\omega_n = k_n^2 \sqrt{\frac{EI}{S\rho}} = \frac{(n-0.5)^2 \pi^2 d}{4I^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad \text{para } n \geq 2 \quad (5.11)$$

onde k_n é o fator da onda do n ésimo modo, E é o módulo de elasticidade, I é o momento de inércia de área e d é o diâmetro do eixo.

Pela combinação da Eq. (5.1) e Eq. (5.8), pode-se calcular o termo de transferência de mobilidade. A transferência de mobilidade T_{ij} é definida como a velocidade da viga na posição x_i devido à ação de uma força de entrada na posição x_j .

$$T_{ij}(\omega) = \frac{2}{m_r} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{j\omega}{(\omega_n^2 - \omega^2) + 2j\zeta_n \omega_n \omega} \psi(x_i) \psi(x_j) \quad (5.12)$$

Para uma determinada frequência discreta, as velocidades a um número de posições do rotor podem ser descritas na forma matricial como,

$$\mathbf{u}_i = \mathbf{T}_{ij} \mathbf{f}_j \quad (5.13)$$

onde o vetor coluna $\mathbf{u}_i$ descreve as velocidades nas posições $\mathbf{x}_i$ devido a um número de forças $\mathbf{f}_j$ agindo nas posições $\mathbf{x}_j$. Cada elemento da matriz $\mathbf{T}_{ij}$ é calculado usando a Eq. (5.12).

A teoria apresentada anteriormente não inclui no modelo a rigidez e o amortecimento dos mancais que suportam o rotor, nem qualquer massa concentrada fixa ao rotor. Esses elementos irão ser incluídos no modelo usando o método da matriz de impedância, Bishop e Johnson (1960). Esse método será usado para descrever a 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. O rotor tem forças externas agindo em três pontos distintos ao longo da viga: nas posições dos dois mancais onde duas pequenas massas m_1 e m_2 estão fixadas e o rotor é apoiado por duas molas k_1 e k_2 , e no meio da viga onde uma massa m_3 , contendo um ligeiro desbalanceamento, também está fixada. Os mancais são elementos que também incluem forças externas devido aos amortecimentos viscosos equivalentes

c_1 e c_2 . As massas, as molas e os amortecimentos interligados ao rotor criam forças quando o rotor se move, e essas forças podem ser descritas usando uma matriz de impedância Z , dada por,

$$\mathbf{f}_r = -\mathbf{Z}\mathbf{u}_m \Leftrightarrow \begin{bmatrix} f_{r1} \\ f_{r2} \\ f_{r3} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} j\omega m_1 + c_1 + \frac{k_1}{j\omega} & 0 & 0 \\ 0 & j\omega m_2 + c_2 + \frac{k_2}{j\omega} & 0 \\ 0 & 0 & j\omega m_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{m1} \\ u_{m2} \\ u_{m3} \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

onde $\mathbf{u}_m$ é o vetor de velocidades nos três pontos onde são fixados as massas, os mancais (rigidez) e os amortecimentos citados anteriormente, e a força de reação é dada pelo vetor $\mathbf{f}_r$. O vetor velocidade $\mathbf{u}_m$ pode ser considerado como a combinação do vetor velocidade $\mathbf{u}_{mr}$ devido às forças de reação $\mathbf{f}_r$ e a velocidade $\mathbf{u}_{mj}$ devido às forças de entrada externa do rotor $\mathbf{f}_j$. As forças de entrada externas no modelo são criadas pela massa desbalanceada e pelas forças do controle ativo. Utilizando a Eq. (5.13) e Eq. (5.14), chega-se a uma expressão para a força de reação em termos das forças externas,

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_m &= \mathbf{u}_{mj} + \mathbf{u}_{mr} = \mathbf{T}_{mj}\mathbf{f}_j + \mathbf{T}_{mm}\mathbf{f}_r = \mathbf{T}_{mj}\mathbf{f}_j - \mathbf{T}_{mm}\mathbf{Z}\mathbf{u}_m \\ \Rightarrow \mathbf{u}_m &= [\mathbf{I} + \mathbf{T}_{mm}\mathbf{Z}]^{-1} \mathbf{T}_{mj}\mathbf{f}_j \\ \Rightarrow \mathbf{f}_r &= -\mathbf{Z}\mathbf{u}_m = -\mathbf{Z}[\mathbf{I} + \mathbf{T}_{mm}\mathbf{Z}]^{-1} \mathbf{T}_{mj}\mathbf{f}_j \end{aligned} \quad (5.15, 5.16)$$

As duas matrizes $\mathbf{T}_{mm}$ e $\mathbf{T}_{mj}$ contêm as mobilidades do rotor descrevendo as velocidades nos três pontos de interesse do rotor devido às forças agindo nos pontos de massa e de aplicação das forças externas, respectivamente. Os elementos dessas matrizes podem ser calculados usando a Eq. (5.12). As Eqs. (5.15) e (5.16) podem ser usadas para calcular um novo conjunto de mobilidades “compacto” do rotor $\hat{\mathbf{T}}_{ij}$ que inclui a força de reação $\mathbf{f}_r$ das massas, amortecimentos e rigidez. A partir desse conjunto de novas equações pode-se calcular a velocidade em qualquer ponto do rotor devido à força aplicada em qualquer outro ponto ao longo do rotor. Pode-se, agora, reescrever a mobilidade Eq. (5.13) como,

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_i &= \mathbf{T}_{ij}\mathbf{f}_j + \mathbf{T}_{im}\mathbf{f}_r = \hat{\mathbf{T}}_{ij}\mathbf{f}_j \\ \hat{\mathbf{T}}_{ij} &= [\mathbf{T}_{ij} - \mathbf{T}_{im}\mathbf{Z}[\mathbf{I} + \mathbf{T}_{mm}\mathbf{Z}]^{-1} \mathbf{T}_{mj}] \end{aligned} \quad (5.17)$$

As duas matrizes T_{im} e T_{ij} contem as mobilidades do rotor descrevendo a velocidade no ponto de observação x_i devido às forças agindo nos pontos de localização das massas e nos pontos de aplicação das forças externas. Usando esse conjunto de equações, o desempenho de um sistema de controle ativo pode ser avaliado.

5.2. Desempenho do Controle Ativo

Um método para verificar o desempenho de um sistema de controle ativo será agora apresentado. Um sistema de controle tentará minimizar a soma do quadrado das saídas dos sensores de erro. Se um sistema de controle tem K atuadores de controle e L sensores de erro, então, a uma dada frequência discreta, o vetor de erro e de comprimento L pode ser escrito em termos do vetor das forças de perturbação primárias f_p (ou seja, desbalanceamento do rotor) e do vetor das forças de controle secundárias f_c de comprimento K .

$$e = \hat{T}_{ep} f_p + \hat{T}_{ec} f_c \quad (5.18)$$

As duas matrizes $\hat{T}_{ep}$ e $\hat{T}_{ec}$ contem as mobilidades do rotor descrevendo as velocidades nos locais dos sinais de erro x_e devido à força de desbalanceamento (perturbação primária) agindo no ponto x_p onde o disco está fixado, e devido às forças de controle (perturbações secundárias) aplicadas nas posições 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 $e^H e$, e é minimizado quando as forças de controle secundárias f_c adquirem os valores, Fuller (1996) e Nelson 1993),

$$f_{c_opt} = [\hat{T}_{ec}^H \hat{T}_{ec}]^{-1} \hat{T}_{ec}^H \hat{T}_{ep} f_p \quad (5.19)$$

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

$$\begin{aligned} u_{i_b} &= \hat{T}_{ip} f_p \\ u_{i_a} &= \hat{T}_{ip} f_p + \hat{T}_{ic} f_{c_opt} = u_{i_b} \end{aligned} \quad (5.20, 5.21)$$

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

5.3. Análise Teórica do Sistema de Controle Ativo

A análise do desempenho do sistema de controle implementado para o rotor será limitada em função da posição dos atuadores e dos sensores de erro, usando a teoria apresentada anteriormente. Uma expressão “nível global de vibração” será usada nesta seção referindo-se ao nível de velocidade média quadrática ponderada sobre o comprimento total do rotor (em 20 pontos igualmente espaçados). Ainda que freqüentemente é mais importante reduzir níveis de vibração em pontos particulares ao longo do rotor, o nível de vibração global irá proporcionar alguma indicação do desempenho global do sistema de controle e poderá ressaltar problemas potenciais no controle. Uma vez que a excitação (ao desbalanceamento) é tonal, um único atuador pode, em princípio, perfeitamente controlar a vibração a uma única posição do rotor (ou viga), porém essa estratégia pode provocar níveis de vibração excessivamente grandes em outras posições do rotor.

Os parâmetros físicos usados no modelo para as simulações são dados na Tabela 5.1 e são similares aos valores conhecidos do sistema experimental (ver capítulo 4). O desbalanceamento será gerado no disco montado sobre o eixo entre os mancais magnéticos, em três diferentes posições: $x=6,5$ in (165 mm), próximo ao mancal esquerdo; $x=9,5$ in (241,3 mm), no ponto médio entre os dois mancais e $x=12,0$ in (304,8 mm), próximo ao mancal direito, sendo que $x=0$ refere-se ao começo do eixo do lado do acoplamento. Os mancais magnéticos operam como suporte e atuadores ao mesmo tempo e estão localizados a $x=4,5$ in (114,3 mm) e $x=14,5$ in (368,3 mm), indicados na Fig. 5.2 e na Fig. 5.3.

Os resultados apresentados nas Figs. 5.4 e 5.5 referem-se à análise considerando o disco fixado na posição $x=6,5$ in (165 mm) e dentro de uma banda de frequências de excitação entre 0 e 200 Hz. A amplitude das curvas, a cada freqüência, representa o nível de vibração do rotor devido a uma excitação provocada por uma força de desbalanceamento unitária nessa freqüência. O controle para todas as freqüências simultaneamente não foi apresentado uma vez que essa não é a condição de excitação que ocorre na prática.



A mobilidade do rotor dada na Eq. (5.17) contem as informações das frequências naturais e dos modos de vibração. Os três primeiros modos de vibração e suas respectivas frequências naturais são apresentados na Figura 5.2. Pode-se verificar que esses modos de vibração são similares aos modos obtidos no capítulo anterior com o modelo por elementos finitos, Figura 4.6.

Para analisar a influência da posição do atuador no desempenho do controle ativo, assume-se que o sistema de controle é projetado para minimizar o nível global de vibração. Também, com esse propósito, assume-se que é utilizado um sensor de erro “perfeito”, o qual é capaz de medir diretamente o nível global de vibração (não possível na prática). Nesse primeiro exemplo o controle é conduzido tal que a vibração média sobre todo o eixo (nos 20 pontos para essa simulação) seja minimizada, e a massa desbalanceada está localizada próxima ao mancal esquerdo a $x=6.5$ in (165 mm). A Figura 5.3 mostra o nível global de vibração (ponderada sobre os 20 pontos) do eixo completo, com e sem controle. Três casos são analisados, (i) quando o mancal 1, próximo à massa desbalanceada, é usado como atuador, (ii) quando o mancal 2 é usado como atuador e (iii) quando ambos mancais são utilizados como atuadores simultaneamente. Os resultados são mostrados em gráficos para todas as frequências entre 0 e 200Hz, e isso representa o melhor controle possível para cada uma dessas frequências (considerando que as limitações do desempenho são devidas puramente à localização dos atuadores e do desbalanceamento).

A primeira coisa que se pode notar desses resultados é que o atuador próximo à massa de desbalanceamento (atuador 1) é muito mais efetivo que o atuador mais distante da massa de desbalanceamento (atuador 2). Isso demonstra que é importante colocar o atuador o mais próximo possível da fonte de excitação. Também, verifica-se que nas frequências fora das ressonâncias ou frequências críticas, como, por exemplo a 80 Hz, usando o atuador 1, o desempenho pode ser muito pobre. Uma vez que os rotores são projetados para girar fora das velocidades críticas, a probabilidade de ocorrer problemas para controlar ativamente as vibrações usando um sistema de controle com apenas um atuador é muito grande. Esses problemas podem ser superados se dois atuadores forem utilizados. Entretanto, as reduções de vibração próximas às condições de ressonância são possíveis usando um único atuador, mas a sua posição é muito importante. Por exemplo, o desempenho do atuador 2 para controlar frequências de excitações próximas à primeira frequência de ressonância é muito pobre.

Em qualquer sistema de controle apenas um número limitado de sensores de erro pode ser usado, e é importante analisar o desempenho do sistema de controle em função do número de sensores de erro discretos e de suas posições ao longo do rotor. A Figura 5.4 mostra, em linha tracejada, o nível de vibração global quando a vibração é controlada em um único ponto ($x=11$ in



ou 279,4 mm) à direita da massa desbalanceada usando um único atuador (atuador 1). A menos que o rotor seja excitado próximo à frequência de ressonância, o nível global de vibração pode ser substancialmente aumentado após o controle. Por exemplo, a vibração à frequência de 120 Hz aumenta globalmente de 6 dB. Se um segundo sensor de erro for introduzido no final do rotor ($x=18$ in ou 457,2 mm), então o sistema de controle minimiza o nível de vibração médio quadrático nos dois pontos onde estão os sensores de erro (linha pontilhada), e a possibilidade de um aumento de vibração ao longo do eixo fica bastante reduzida. A introdução de um segundo sensor de erro melhora significativamente o desempenho do sistema de controle e o desempenho global é similar ao caso de um sensor de erro global ideal considerado anteriormente (ver Figura 5.3). Como será mostrado mais adiante, esse tipo de sistema pode também ser usado para reduzir vibração sobre uma região do rotor.

A Figura 5.5 mostra a vibração ao longo do rotor com e sem controle à frequência de 100 Hz, utilizando um único atuador e utilizando dois atuadores simultaneamente. Considerando que essa vibração tem um valor complexo, então, por conveniência, é apresentado o valor absoluto da velocidade. Antes do controle (linha cheia) a vibração é dominada pelo segundo modo de vibração (note que o gráfico é de valores absolutos). Se o atuador 1 é usado para controlar a vibração com um único sensor de erro (1), o nível geral de vibração não é adequadamente controlado e problemas de vibração ainda podem ocorrer em regiões distantes do sensor de erro (linha tracejada). Se os dois sensores de erro forem usados, a redução global da vibração pode ainda não ser satisfatória (linha pontilhada), mas a vibração na região próxima à extremidades direita, onde os sensores de erro estão posicionados, ocorrem os mais baixos níveis de vibração. Isso implica que o uso de múltiplos sensores de erro permite a redução de vibração sobre uma região do rotor, até mesmo se o controle global não for possível. Quando ambos atuadores são utilizados para controlar a vibração com o par de sensores de erro (linha cheia fina da Fig. 5.5), então uma isolamento efetiva é conseguida em quase todas as regiões do rotor.

5.4. Comparação Teórica-Experimental e Conclusões

Neste trabalho realizou-se uma análise teórica e experimental do efeito do número de atuadores e de sensores de erro, bem como suas posições, sobre a redução de vibração local e global ao longo de um rotor usando um esquema de controle “*feedforward*” e mancais magnéticos ativos como atuadores. As aproximações teóricas de controle ativo de vigas



desenvolvidas com modelos simplificados de rotores têm sido úteis para os estudos de otimização envolvendo localização e número de sensores e atuadores. Também, apresentou-se uma estratégia de controle “*feedforward*” com entrada filtrada x-LMS no domínio do tempo, largamente utilizada no controle ativo de ruído e vibração, como uma metodologia de controle alternativa às aproximações de malha aberta no domínio da frequência, comumente apresentada na literatura.

Esse esquema de controle desempenhou extremamente bem sua função na redução de amplitudes de vibrações, chegando ao valor de redução de 51.7 dB (valor experimental). Ambos resultados experimentais e de simulação são apresentados na Tabela 5.2. Comparando-se os valores experimentais com os teóricos, verifica-se que eles seguem uma mesma tendência, e em muitos pontos discretos, se aproximam satisfatoriamente. De ambas análises, pode-se deduzir que, em geral,

1. Um modelo reduzido de simulação pode ser eficiente para prever as tendências do comportamento vibratório do rotor quando se examina o impacto da configuração utilizada de sensores e atuadores no controle ativo de vibrações.

2. Ocorreram reduções de vibração locais excelentes na região do sensor de erro quando um único sensor de erro é utilizado (acima de 50 dB), porém não sem o risco de um aumento de vibração em outras regiões do rotor, e ainda com uma pobre atenuação global.

3. Usando um número maior de sensores de erro que de atuadores, consegue-se uma melhor redução global de vibração, porém diminui a redução local.

4. Nos casos onde é usado um mesmo número de atuadores e de sensores de erro, pode haver frequências nas quais ocorre grande aumento na vibração, isso em pontos distantes dos sensores de erro.

5. Pode ser vantagem, em termos de redução de equipamentos e de esforços computacionais, trabalhar com um esquema de controle com maior número de sensores de erro e reduzido número de atuadores, isso com pouca perda no desempenho global do sistema de controle nas frequências próximas da ressonância.

De maneira geral, as simulações teóricas e os ensaios experimentais demonstraram que é necessário realizar uma análise da localização dos atuadores e dos sensores de erro na fase de projeto de um rotor quando esquemas de controle ativo são utilizados para reduzir vibração, isso para assegurar que não ocorrerá aumento excessivo de vibrações ao longo do rotor em pontos não monitorado pelos sensores de erro ou em inesperadas frequências que não correspondem às frequências naturais.



Tabela 5.1 – Propriedades físicas do rotor e dos mancais usados na simulação.

Propriedades Físicas							
Rotor		Mancal 1		Mancal 2		Massa Desbal.	
Comp. ℓ	18 in or 457mm	Massa	0,25 kg	Massa	0,25 kg	Massa	0,8 kg
Diâmetro d	0.375 in or 9.52 mm	Rigidez k_1	16000 Nm ⁻¹	Rigidez k_2	16000 Nm ⁻¹	-	-
Módulo de elasticid. E	207 GNm ⁻²	Amortec. c_1	50 Nm ⁻¹ s	Amortec. c_2	50 Nm ⁻¹ s	-	-
Densid. ρ	7800 kgm ⁻³	Posição x_1	4,5 in ou 114 mm	Posição x_2	14,5 in ou 368 mm	Posições x_m	6.5 in
Fator de Poisson ν	0,3						9,5 in
							12,0 in

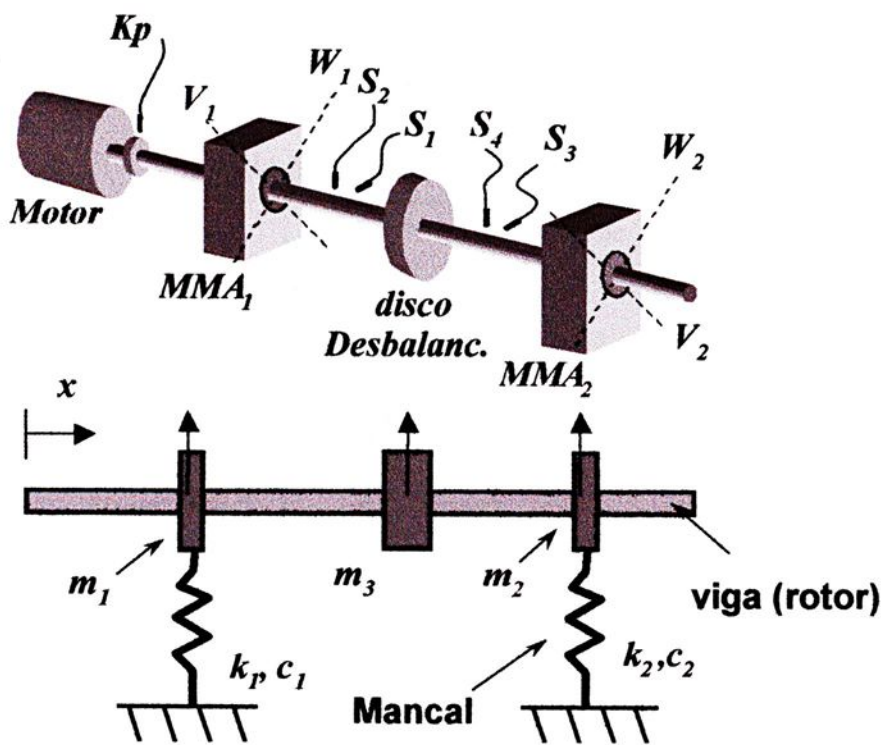


Figura 5.1 – Esquema do rotor utilizado nos testes experimentais e a viga usada no modelo teórico.

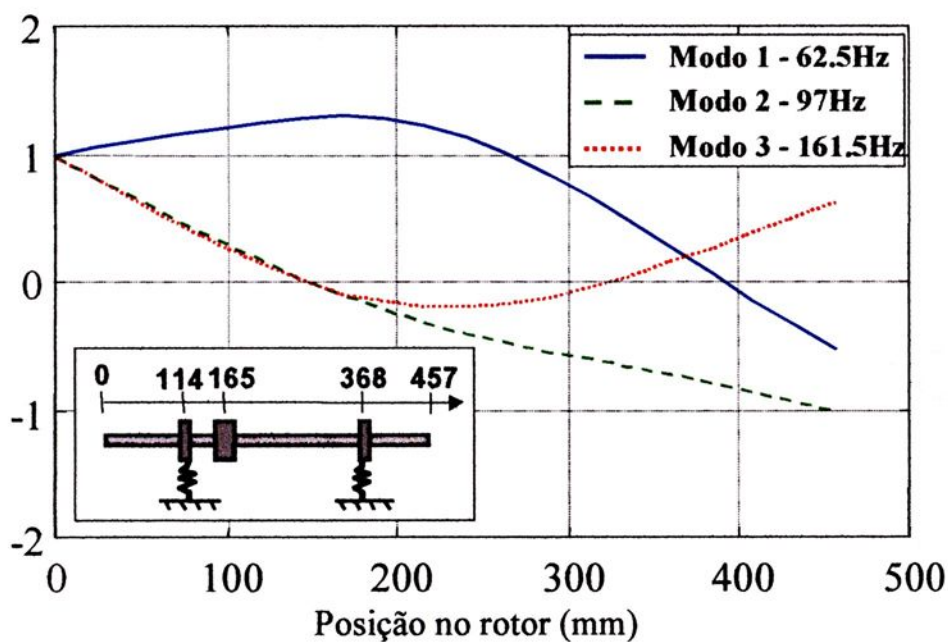


Figura 5.2 – Três primeiros modos de vibração e as frequências naturais obtidos através do modelo de uma viga.

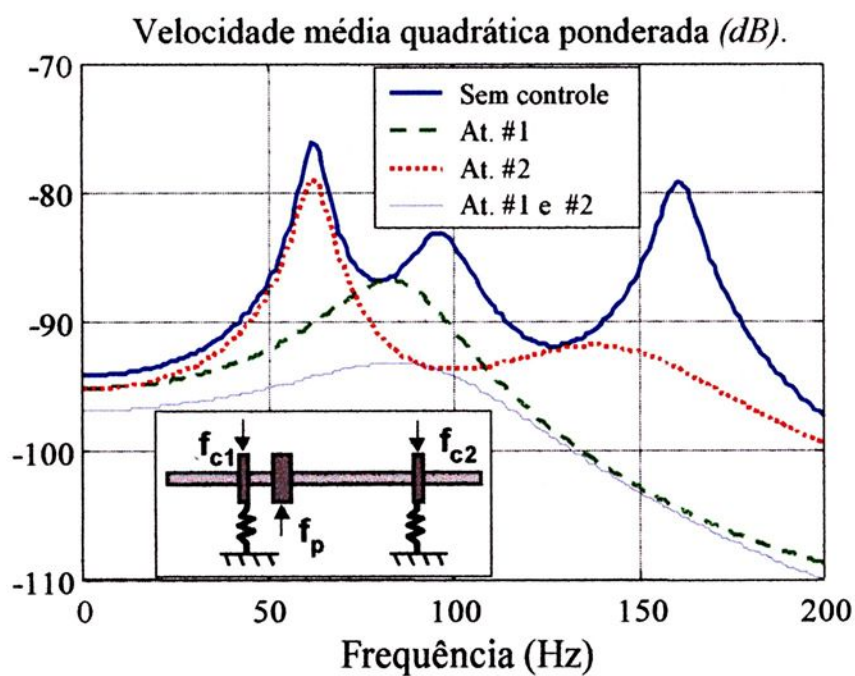


Figura 5.3 – Nível de vibração global usando o atuador 1, atuador 2 e ambos.

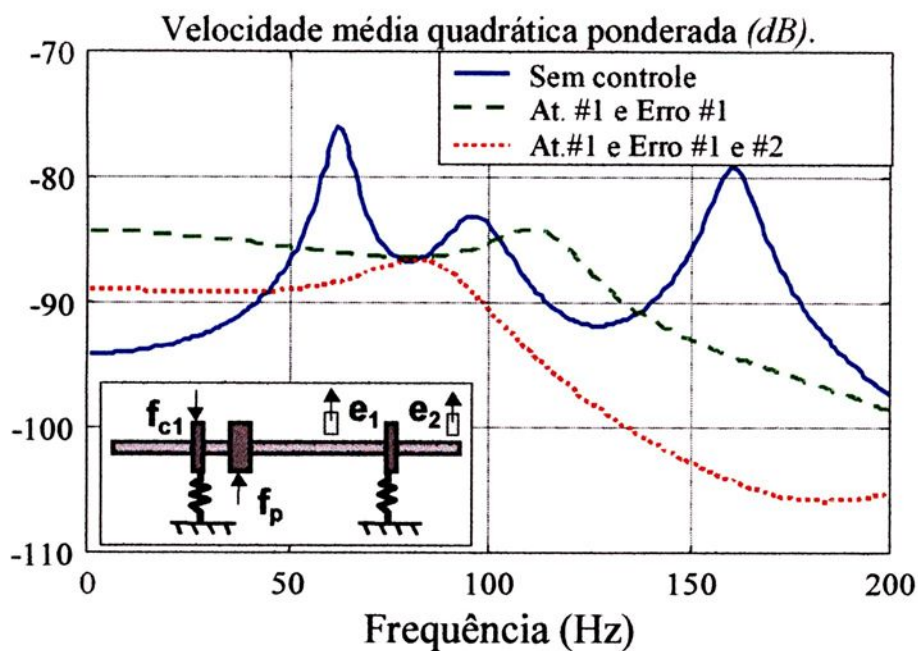


Figura 5.4 – Nível global de vibração utilizando o atuador 1 com o sensor de erro 1 e com ambos os sensores 1 e 2.

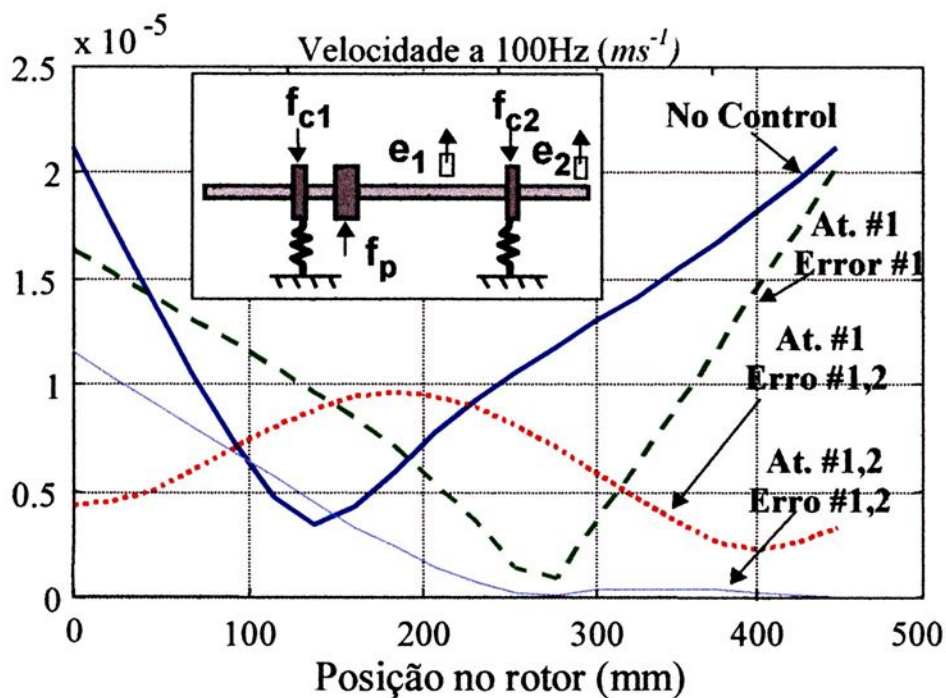


Figura 5.5 – Velocidade ao longo do rotor a 100 Hz com e sem controle.

Tabela 5.2 – Reduções na frequência de desbalanceamento (dB) – 3420 rpm (57 Hz).

	Resultados experimentais: Atenuação (dB)									Resultados de simulações: Atenuação (dB)			
Casos	SV ₁	SW ₁	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	SV ₂	SW ₂	Global	SV ₁ , SW ₁	S ₁ , S ₂	S ₃ , S ₄	SV ₁ , W ₁
1	13,2	15,7	48,8	48,1	17,8	22	6,8	14,3	16,8	7,4	10 ¹⁵	16,8	11,1
2	3,5	11,7	49,4	51,7	11,3	15,8	3,4	3,4	9,8	16,1	10 ¹⁷	16,1	4,8
3	10,4	14,5	23,2	28,5	20	26,6	8,9	15,1	17,8	13,0	22,1	23,3	6,8
4	15,2	19,8	34,8	30,5	29,2	29,3	7,8	9,4	19,1	16,7	10 ¹²	10 ⁹	17,6
5	8,7	14,1	41,6	50,8	18,9	28,1	11,2	20,3	15,1	18,0	10 ¹⁴	19,9	7,2
6	3,5	6,5	8,1	16,4	6,2	4,4	-9,3	-8,2	3,4	4,5	10 ⁸	-3,0	-20,8
7	-3,8		41,2	41,7									
8	2,2		14,1	11,4									
9	25,6		30,6	29,6									



6. CONTROLE ATIVO DE RUÍDO DE ENGRENAGEM USANDO MMA – ANÁLISE EXPERIMENTAL EM UM ROTOR

6.1. Introdução

Nesta parte do trabalho montou-se um pequeno rotor de ensaios experimentais de laboratório para analisar a viabilidade de se usar mancais magnéticos ativos como atuadores de um sistema de controle ativo de ruído em uma transmissão com um par de engrenagens. Também, neste caso, utilizou-se um sistema de controle ativo “*feedforward*” sobreposto ao sistema de controle “*feedback*” para a estabilização do mancal magnético.

Mais recentemente, vários pesquisadores têm empregado sistema de controle para ativamente controlar vibrações e ruído de pares engrenados fixando os atuadores diretamente nas engrenagens ou em pontos próximos delas, tentando minimizar o ruído antes que ele irradie para a estrutura. Uma das componentes de ruído mais desconfortáveis no interior de um helicóptero vem das altas frequências de engrenamento (*gear mesh tones*) geradas na transmissão de torque da turbina para o rotor. A maneira mais comum de lidar com esse problema é usando um sistema de controle ativo sobre a fuselagem da aeronave, ou na estrutura suporte do redutor. Resultados de controle ativo de frequências de engrenamento em um helicóptero foi apresentado por Millot *et al* (1998). Eles investigaram duas estratégias de controle das frequências de engrenamento, uma através do controle acústico estrutural de acelerômetros/microfones com forças de controle geradas por atuadores, e outra através do controle acústico de microfones usando alto-falantes como atuadores. Eles concluíram que a estratégia mais promissora para o controle de ruído em pares engrenados é instalando atuadores onde o redutor está montado na estrutura, isso para cancelar a perturbação antes que ela se propague na aeronave. Sutton *et al* (1997) pegou uma



estrutura suporte do redutor de um helicóptero para investigar o controle ativo de vibração lateral e longitudinal provocada pela transmissão em condições realistas de cargas. Eles usaram três atuadores “*magnetostrictivo*” fixados na estrutura para introduzir a excitação secundária na faixa de frequência de 250-1250 Hz. O objetivo do controle foi minimizar a energia cinética de vibração da estrutura. Usando um conjunto de respostas em frequência medidas experimentalmente, foi possível prever a atenuação da energia cinética da estrutura em qualquer frequência discreta na faixa de frequência medida. Os cálculos, com base nessas medições, mostraram que são possíveis atenuações de 30-40 dB sobre a energia cinética em uma larga banda de frequências. Chen e Brennan (2000) analisaram um sistema de controle ativo para reduzir a vibração causada pela variação da rigidez de engrenamento em um par de engrenagens. A meta deles foi investigar se era ou não viável controlar vibração em engrenagem com atuadores fixados diretamente na mesma. As forças secundárias foram geradas por três atuadores posicionados equidistantes sobre as engrenagens. Uma força secundária equivalente foi calculada usando uma equação linearizada obtida por um modelo simples de par de engrenagens. Os resultados mostraram que, em princípio, a vibração gerada no engrenamento pode ser controlada na fonte fixando-se atuadores diretamente nas engrenagens.

6.2. Rotor Experimental para Controle de Ruído de Engrenagens

Um pequeno rotor de teste em laboratório foi usado para analisar experimentalmente a viabilidade de se utilizar mancais magnéticos como atuadores de um sistema de controle ativo adaptativo “*feedforward*” para o controle de ruído e vibração de uma transmissão com engrenagens, conforme mostra Figura 6.1. O rotor consiste de dois eixos de aço de 24 in (609,6 mm) de comprimento e 3/8 in (9,5 mm) de diâmetro apoiados em mancais de deslizamento, sendo que um dos eixos (eixo de entrada) é acionado por um motor elétrico através de um acoplamento flexível. A transmissão do torque para o outro eixo (eixo de saída) é feita através de um par de engrenagens de alumínio com uma relação de transmissão de 1:1,8 ($Z_1 = 40$ e $Z_2 = 72$ dentes). O torque resistente é aplicado utilizando um gerador elétrico em uma das extremidades do eixo de saída. Um disco rígido com uma massa desbalanceada, semelhante ao utilizado no experimento anterior, foi fixado no eixo de entrada próximo ao mancal de deslizamento da direita (ver na Fig. 6.1).

Para esse experimento, dois mancais magnéticos foram instalados próximos às engrenagens e utilizados como atuadores de um sistema de controle ativo “*feedforward*”. Um



algoritmo de controle ativo x-LMS multi-canal foi empregado. O sinal de um microfone, instalado o mais próximo possível do par de engrenagens, foi usado como sinal de erro, e um sensor de proximidade (“proximeter”) foi usado como tacômetro para proporcionar o sinal de referência para o sistema de controle ativo. A vibração foi medida com sensores de proximidades instalados em ambos eixos, na direção horizontal e vertical. A vibração também foi medida com os sensores dos atuadores, para dar informação do deslocamento dos eixos próximos ao par engrenado. Os resultados foram obtidos com o rotor operando com baixo torque de transmissão e baixas velocidades de rotação (2700 rpm no eixo de entrada e 1500 rpm no eixo de saída).

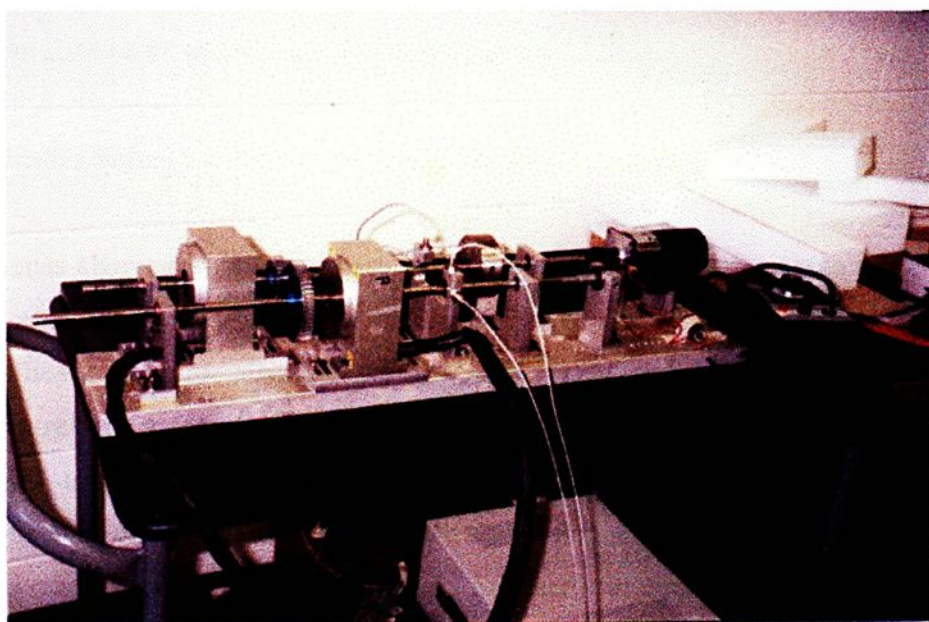


Figure 6.1 – Rotor experimental para controle de ruído nas engrenagens.

6.3. Resultados Experimentais Preliminares

A Figura 6.2 apresenta as curvas de ruído captadas pelo microfone com o rotor operando com e sem o sistema de controle ativo “*feedforward*”. Observa-se bandas largas de frequências típicas do fenômeno de vibro-impacto em engrenagens (“*rattle phenomenon*”), que normalmente acontece com engrenagens operando com baixas cargas de engrenamento, Singh *et all* (1989). A frequência de engrenamento ocorre a 1800 Hz aproximadamente, e a frequência natural de uma das engrenagens (a maior delas) é excitada a 780 Hz. As curvas mostram que com o controle

ativo ocorre uma redução de ruído em toda a banda de frequências de análise. Em algumas frequências, a redução foi maior que 5 dB.

A Figura 6.3 mostra a redução de vibração nos pontos onde os atuadores foram instalados (V13, W13, V24 e W24), e a Figura 6.4 mostra a atenuação da vibração dos eixos na região próxima à massa desbalanceada (S1, S2, S3 e S4). Em geral, houve uma atenuação razoável da vibração ao longo dos eixos nas frequências abaixo de 100 Hz. Entretanto, esse sistema de controle ativo, em princípio, não teve bom desempenho para reduzir vibrações em frequências discretas baixas, como a vibração na frequência de rotação dos eixos. Deve-se mencionar que esses foram resultados preliminares, e análises adicionais ainda devem ser realizadas para verificar, mais precisamente, a viabilidade desta estratégia de controle ativo para atenuar ruído e vibração em sistema de transmissão por engrenagens.

6.4. Conclusões Sobre o Controle de Ruído em Engrenagens

Apenas alguns resultados experimentais com o rotor sob baixa carga foram obtidos até o momento, não permitindo ainda obter conclusões seguras sobre o desempenho desse sistema de controle aplicado em engrenagens. Entretanto, alguma redução apreciável foi observada.

Com relação a esse experimento, ficou claro que alguma melhora deve ser feita no rotor experimental, uma vez que o ruído das frequências de engrenamento é muito baixo comparado com o nível geral de ruído. Para realçar a frequência fundamental de engrenamento é necessário aumentar a carga sobre a transmissão usando um motor elétrico mais potente e diminuir o vão entre os mancais dos eixos para evitar deformações elevadas. As engrenagens são feitas de alumínio e durante a operação várias frequências naturais, na faixa de análise, são excitadas devido aos impactos dos dentes. Acredita-se que com o uso de engrenagens de aço pode-se evitar vibrações de frequências mais baixas induzidas por condições ressonantes e reduzir o ruído produzido pelo efeito de fricção.

Verificou-se que a coerência entre o sinal de controle e o sinal de erro (do microfone) está abaixo de 0,6 dentro da banda de análise. Normalmente, para uma operação satisfatória de um sistema de controle “*feedforward*”, esse valor deve ser superior a 0,8. Para tentar resolver esse problema, deverão ser usadas, nos próximos ensaios, engrenagens de alta precisão para diminuir o ruído proveniente de outras fontes diferentes das frequências de engrenamento.



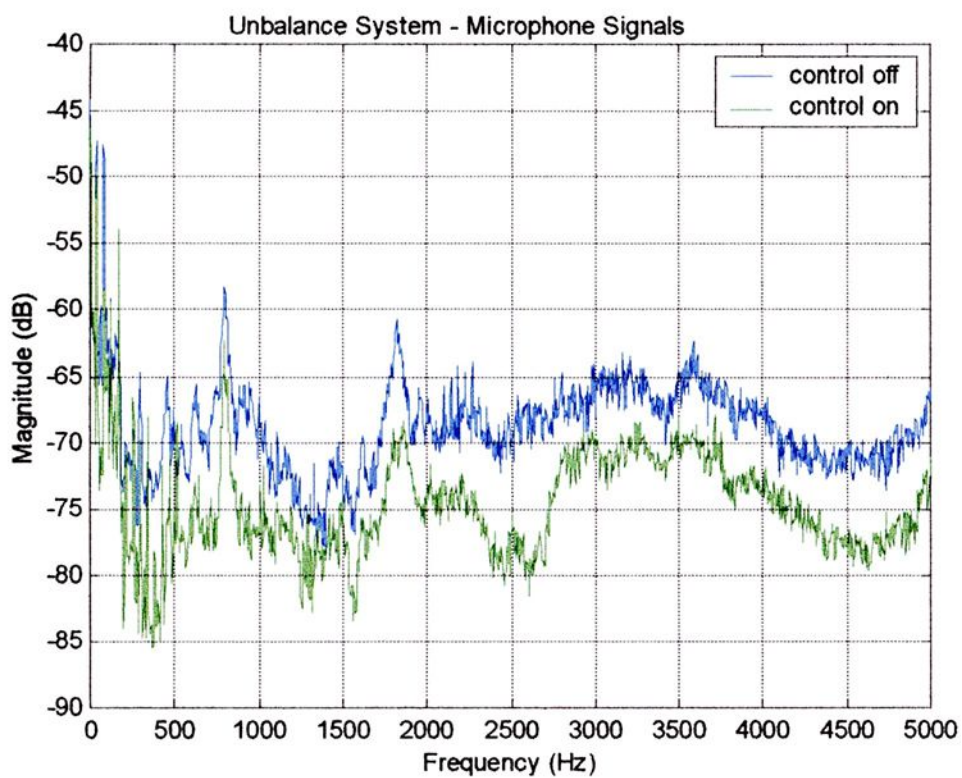


Figura 6.2 – Redução de ruído medido no par de engrenagens do rotor.

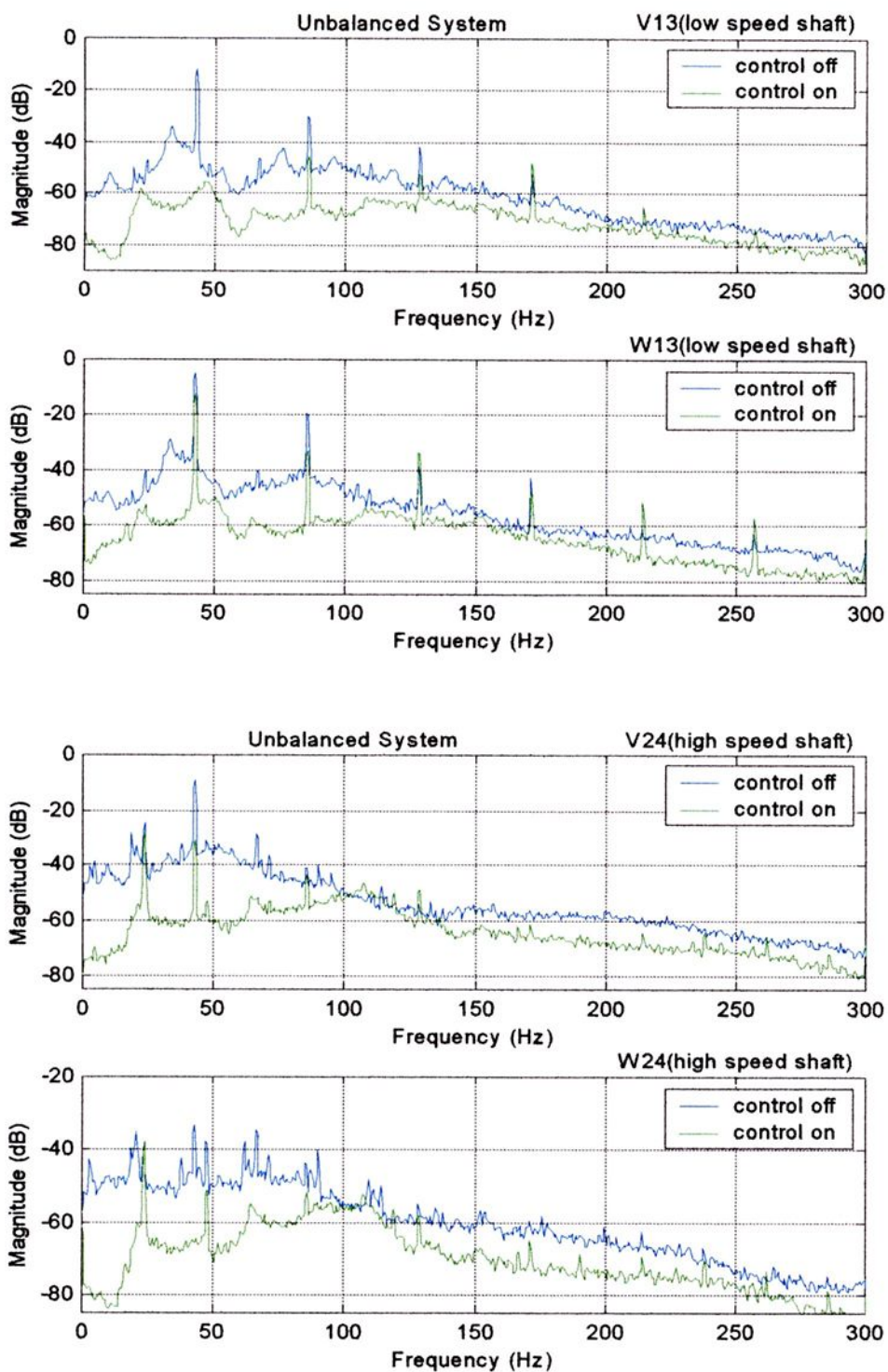


Figura 6.3 – Redução de vibração medida nos sensores dos atuadores.

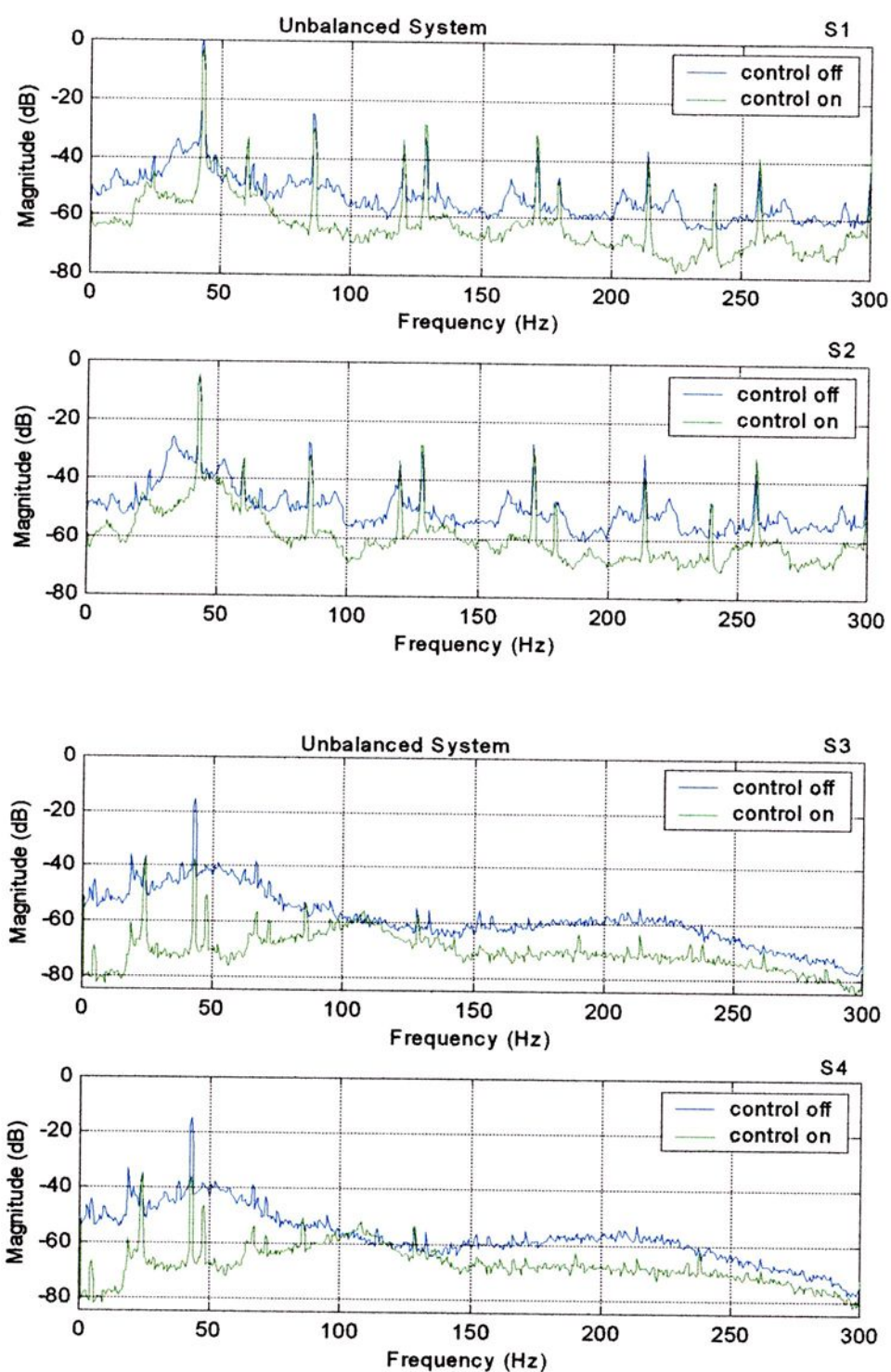


Figura 6.4 – Redução da vibração nos sensores próximos à massa desbalanceada (S1-hor., S2-vert. – eixo de entrada; S3-hor., S4-vert. – eixo de saída).

7. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

7.1. Conclusões

Neste trabalho foram realizadas análises teóricas e experimentais para verificar o desempenho de um sistema de controle ativo “*feedforward*” usando mancais magnéticos como atuadores. Para o sistema de controle ativo adaptativo utilizou-se o algoritmo de entrada filtrada *x*-LMS no domínio do tempo sobreposto ao sistema de controle “*feedback*” do mancal magnético. Em termos de estratégia de controle ativo, a utilizada neste trabalho demonstrou ser eficiente, conseguindo reduções significativas de ruído e vibrações. Portanto, ela pode ser uma alternativa interessante de metodologia de controle em substituição aos sistemas de controle de malha aberta no domínio da frequência, comumente apresentada na literatura.

As análises, tanto a teórica como a experimental, demonstraram que a localização dos atuadores e dos sensores de erro ao longo do rotor é decisivamente importante no desempenho do sistema de controle para a redução de vibrações. Dependendo da localização do atuador e do sensor de erro, pode-se obter reduções significativas nos níveis de vibração, tanto local como global. Entretanto, no intento de controlar vibração local, existe uma grande probabilidade de ocorrer aumento de vibração em outras regiões do rotor não assistidas por sensores de erro. Também, o número de atuadores e de sensores utilizados no controle exerce grande influência no desempenho do sistema de controle.

Os resultados da análise experimental sobre o controle ativo de ruído e vibração em engrenagens ainda são preliminares, mas parecem indicar que a estratégia de controle empregada



poderá ser utilizada com algum sucesso. Consegui-se uma pequena redução no nível geral de ruído e nas amplitudes de vibrações de baixa frequência. Entretanto, estes resultados não são suficientes para se obter conclusões seguras sobre o desempenho do sistema de controle utilizado. Será necessário executar análises experimentais adicionais com o rotor operando em várias condições de cargas e de velocidades das engrenagens. Também, para analisar o desempenho do controle ativo de ruído e vibrações de engrenagens poderá ser muito importante valer-se de simulações através de algoritmos de minimização aplicados em modelos do rotor.

7.2. Trabalhos futuros

Como proposta de continuidade deste trabalho serão executadas várias melhorias no rotor de ensaios experimentais com o par engrenado, de forma a permitir a realização de ensaios com o rotor operando em diversas condições de trabalho. Essas melhorias no rotor também irão proporcionar resultados mais conclusivos e confiáveis.

Será desenvolvido um modelo matemático simples para o rotor transmitindo torque com um par de engrenagens. Esse modelo será utilizado em uma análise teórica da aplicação de um algoritmo de minimização do ruído e vibração originados nas engrenagens. O desenvolvimento de modelos para sistemas com engrenagens não é uma tarefa muito fácil devido à forte não linearidade envolvida na rigidez de engrenamento, sendo necessário adotar aproximações para a solução das equações de movimento. Portanto, essa parte do trabalho parece ser audaciosa e desafiadora. No momento, está sendo feita uma ampla revisão bibliográfica sobre modelos matemáticos e controle ativo de engrenagens.



8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALLAIRE, P. E. *et al.*, Magnetic Bearings, *Handbook of Tribology and Lubrication*, Vol. III, Charlottesville, USA, 1993.

ALLAIRE, P. E. *et al.*, Design and Rotor Dynamics Analysis of a Magnetic Bearing Supported Prototype Textile Spindle, *Proceedings of MAG'97*, pp. 47-56, Alexandria, USA, 1997.

BEALE, S. *et al.*, Adaptive Forced Balancing for Magnetic Bearing Systems, *Third International Symposium on Magnetic Bearings*, pp. 601-611, Alexandria, USA, 1992.

BIES, D. A.; HANSEN, C. H., Engineering Noise Control, *Unwin-Hyman*, London, 1988.

BISHOP, R. E. D.; JOHNSON, D. C., The Mechanisms of Vibration, *Cambridge University Press*, 1960.

BURGESS, J. C., Active Adaptive Sound Control in a Duct: A Computer Simulation, *Journal of the Acoustical Society of America*, No. 70, pp. 715-726, 1981.

CHEN, H. M.; KU, C. P. R., Virtual Balancing of Rotors Supported by Magnetic Bearings, *ASME – Rotating Machinery and Vehicle Dynamics*, DE-Vol. 35, pp. 65-68, 1991.

CHEN, M. H.; BRENNAN, M. J., Active Control of Gear Vibration Using Specially Configured Sensors and Actuators, *Smart Mater. Struct.*, pp. 342-350, 2000.

COWAN, C. F. N.; GRANT, P. M., Adaptive Filters, *Pretence-Hall*, Englewood Cliffs, New Jersey, 1985.



DHAR, D.; BARRET, L. E., Design of Magnetic Bearings for Rotor Systems with Harmonic Excitations, *ASME – Rotating Machinery and Vehicle Dynamics*, DE-Vol. 35, pp. 183-190, 1991.

FULLER, C. R. *et al.*, Active Control of Vibration, *Academic Press*, San Diego, 1996.

GOLD, B.; RADAR, C. M., Digital Processing of Signals, *McGraw-Hill*, New York, 1969.

HISATANI, M.; KOIZUMI, T., Adaptive Filtering for Unbalance Vibration Suppression, *Proceedings of MAG'97 - Industrial Conference and Exhibition on Magnetic Bearing*, pp. 125-130, Alexandria, 1997.

HOPE, R. W. *et al.*, Adaptive Vibration Control of Magnetic Bearing Equipped Industrial Turbomachinery, *Proceeding of MAG'97 Industrial Conference and Exhibition on Magnetic Bearing*, pp. 251-260, Alexandria, 1997.

IAMAISHI, K., Application and Performance of Magnetic Bearing for Water Turbine and Generator, *Proceedings of MAG'97*, Alexandria, USA, pp. 25-34, 1997.

KASARDA, M. K. F., An Overview of Active Magnetic Bearing Technology and Applications, *The Shock and Vibration Digest*, Vol. 32, No. 2, pp. 91-99, 2000.

KNOSPE, C. R. *et al.*, Synthesis Techniques for Robust Adaptive Vibration Control, *Sixth International Symposium on Magnetic Bearings*, pp. 683-692, Massachusetts, USA, 1998.

KNOSPE, C. R. *et al.*, New Results in Adaptive Vibration Control, *Proceedings of MAG'97*, pp. 209-219, Alexandria, 1997.

KNOSPE, C. R. *et al.*, Adaptive On-Line Balancing Using Digital Control, *Proceedings of MAG'93 – Magnetic Bearings, Magnetic Drives and Dry Gas Seals Conference & Exhibition*, pp. 153-165, Alexandria, 1993.

KU, C. P. R.; CHEN, H. M., Optimum Shaft Balancing at a Rotor Bending Critical Speed with Active Magnetic Bearings, *Proceedings of MAG'93*, pp. 165-174, Alexandria, USA, 1993.

LYNN, P. A., An Introduction to the Analysis and Processing of Signals, *Macmillan Press*, London, 1982.



MATSUMURA, F. *et al.*, Elimination of Unbalance Vibration in AMB Systems Using Gain Scheduled H_{∞} Robust Controllers, *Fourth International Symposium on Magnetic Bearings*, pp. 113-118, Zurich, 1994.

MILLOT *et al.*, Flight Test of Active Gear-Mesh Noise Control on the S-76 Aircraft, *54th Annual Forum of American Helicopter Society*, pp. 241-249, 1998

MORGAN, D. R., An analysis of Multiple Correlation Cancellation Loops with a Filter in Auxiliary Path, *Institute of Electrical and electronics Engineers Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing*, ASSP-28, pp. 454-467, 1980.

NONAMI, K. *et al.*, Unbalance Vibration Control of Magnetic Bearing Systems Using Adaptive Algorithm with Disturbance Frequency Estimation, *Sixth International Symposium on Magnetic Bearings*, Massachusetts, USA, pp. 663-672, 1998.

NASCIMENTO L. P., Dynamic of Active Magnetic Bearings, *II Congresso Nacional de Engenharia Mecânica – CONEM'2002*, CD-R paper CPB0488, 10 pgs., Fortaleza, 2002-09-22

NELSON, P. A.; ELLIOTT, S. J., Active Control of Sound, *Academic Press*, San Diego, 1992.

OPPENHEIM, A. V.; SHAFER, R. W., Digital Signal Processing, *Prentice-Hall*, Englewood Cliffs, New Jersey, 1975.

REDMOND, I., A New Approach to Flexible-Shaft Vibration Control, *Third International Symposium on Magnetic Bearings*, pp. 329-338, Alexandria, USA, 1992.

RUTLAND, N. K, *et al.*, Comparison of Controller Designs for Attenuation of vibration in a Rotor-Bearing System Under Synchronous and Transient Conditions, *Fourth International Symposium on Magnetic Bearings*, pp. 107-112, Zurich, 1994.

SINGH, R.; XIE, H.; COMPARIN, R. J., Analysis of Automotive Neutral Gear Rattle, *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 131(2), pp. 177-196, 1989.

SUTTON, T. J. *et al.*, Active Isolation of Multiple Structural Waves on a Helicopter Gearbox Support Strut, *Journal of Sound and Vibration*, 205(1), pp. 81-101, 1997.



WARBURTON, G. B., The Vibration of rectangular plates. *Proceedings of Inst. Mech. Eng.*, Vol. 168, pp. 371-383, 1954.

WIDROW, B.; STEARNS, S. D., Adaptive Signal Processing, *Prentice-Hall*, Englewood Cliffs, New Jersey, 1985.

WIDROW, B. *et al.*, On Adaptive Inverse Control, *Proceedings of the 15th ASILOMAR Conference on Circuits, systems and Computers*, pp. 185-195, 1981.



