

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
COMISSÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
MECÂNICA

Aplicação das Metodologias *Feedback* e
Feedforward no Controle Ativo do Ruído
Transmitido por uma Placa

Autor: Diego Azevedo Siviero
Orientador: José Roberto de França Arruda
Co-orientador: Juan Francisco Camino dos Santos

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
COMISSÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
MECÂNICA

Aplicação das Metodologias *Feedback* e
Feedforward no Controle Ativo do Ruído
Transmitido por uma Placa

Autor: Diego Azevedo Siviero
Orientador: José Roberto de França Arruda
Co-orientador: Juan Francisco Camino dos Santos

Curso: Engenharia Mecânica
Área de Concentração: Mecânica dos Sólidos e Projeto Mecânico

Dissertação de mestrado acadêmico apresentada à comissão de Pós-Graduação da Faculdade de Engenharia Mecânica, como requisito para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Mecânica.

Campinas, 2007.
S.P. – Brasil.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

Si94a Siviero, Diego Azevedo
Aplicação das metodologias feedback e feedforward
no controle ativo do ruído transmitido por uma placa /
Diego Azevedo Siviero. –Campinas, SP: [s.n.], 2007.

Orientadores: José Roberto de França Arruda; Juan
Francisco Camino dos Santos.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica.

1. Controle de ruído. 2. Testes de emissão acústica.
3. Materiais inteligentes. 4. Acústica. I. Arruda, José
Roberto de França. II. Santos, Juan Francisco Camino
dos. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade
de Engenharia Mecânica. IV. Título.

Título em Inglês: Application of the feedback and feedforward methodologies to the
active control of the noise transmitted through a plate

Palavras-chave em Inglês: Active noise control, Transmission loss, Smart plate,
Acoustics

Área de concentração: Mecânica dos sólidos e projeto mecânico

Titulação: Mestre em Engenharia Mecânica

Banca examinadora: Alberto Luiz Serpa, Luiz Carlos Sandoval Góes

Data da defesa: 20/07/2007

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Mecânica

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
COMISSÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
MECÂNICA
DEPARTAMENTO DE MECÂNICA COMPUTACIONAL

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO ACADÊMICO

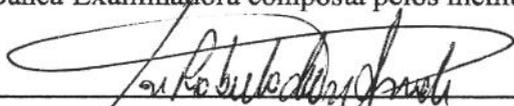
Aplicação das Metodologias *Feedback* e
Feedforward no Controle Ativo do Ruído
Transmitido por uma Placa

Autor: Diego Azevedo Siviero

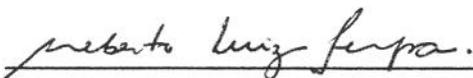
Orientador: José Roberto de França Arruda

Co-orientador: Juan Francisco Camino dos Santos

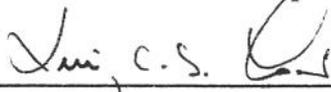
A Banca Examinadora composta pelos membros abaixo aprovou esta Dissertação:



Prof. Dr. José Roberto de França Arruda, Presidente
Departamento de Mecânica Computacional – FEM/UNICAMP



Prof. Dr. Alberto Luiz Serpa
Departamento de Mecânica Computacional – FEM/UNICAMP



Prof. Dr. Luiz Carlos Sandoval Góes
Departamento de Projetos – Div. Eng. Mecânica Aeronáutica/ITA

Campinas, 20 de Julho de 2007

Agradecimentos

Ao Prof. Dr. José Roberto de França Arruda por acreditar em minha capacidade para desenvolver este estudo, pela atenção dedicada aos problemas decorrentes do desenvolvimento do trabalho e por se esforçar para que minha compreensão e posicionamento referentes ao assunto trabalhado estivessem sempre o mais próximo possível do que se entende por correto.

À minha noiva, Fernanda dos Reis Couto, por aceitar dividir o tempo que dedico a ela de maneira não proporcional com os meus estudos e pela paciência na convivência diária com meus problemas.

Ao Prof. Dr. Juan Francisco Camino dos Santos pelo companheirismo durante todo o período em que estive na UNICAMP, pela dedicação e envolvimento mantidos até o fim do trabalho e por me apresentar os critérios que eu deveria utilizar na análise e na obtenção dos resultados.

Aos meus pais, por acreditarem que minhas pernas são maiores do que as barreiras que posso encontrar pela vida e por terem me preparado para o mundo acadêmico desde que eu vim a este mundo.

Ao Prof. Dr. Lázaro Valentin Donadon, pela ajuda no trabalho realizado em laboratório e pelas aulas exclusivas sobre os controladores Filtered-X LMS.

Aos colegas e demais professores do DMC/FEM/UNICAMP que me acompanharam e deram suporte ao longo desta jornada.

Ao CNPq pelo auxílio financeiro fornecido.

Sumário

Lista de Figuras	p. vii
Lista de Tabelas	p. x
Nomenclatura	p. xi
Resumo	p. xiv
Abstract	p. xv
1 Introdução	p. 1
1.1 Comparação das Metodologias de Controle em Painéis Inteligentes	p. 4
1.2 Objetivo do Trabalho	p. 6
1.3 A Organização do Trabalho	p. 7
2 Formulando e Aplicando o Controle Adaptativo	p. 9
2.1 Construindo o Modelo de Estado da Planta	p. 9
2.2 O Controlador Preditivo	p. 12
2.3 O Algoritmo Filtered-X LMS	p. 15
2.4 Aplicando o Filtered-X LMS 1x1x1 no Sistema de Dutos	p. 17
2.5 O Filtered-X LMS 1x1x2	p. 18

2.6	O Filtered-X LMS com Múltiplos Canais	p. 19
3	Experimento com a Placa	p. 27
3.1	A Identificação da Placa	p. 28
3.1.1	A Identificação	p. 32
4	Aplicando os Controladores	p. 37
5	Conclusão	p. 41
	Referências Bibliográficas	p. 44
	Apêndice A – Formulando e Aplicando o Controle \mathcal{H}_2	p. 47
A.1	Descrição da Metodologia	p. 47
A.2	O Projeto do Controlador	p. 48
	Apêndice B – Derivação do Modelo Numérico Para o Sistema de Dutos	p. 51
	Apêndice C – Implementações em MATLAB	p. 55
	Apêndice D – Matrizes Utilizadas no MATLAB	p. 70

Lista de Figuras

1.1	Comparação entre as porcentagens de absorção da pressão sonora obtidas com a aplicação dos controles ativos e do método passivo de atenuação de ruídos. ($7500rd/s \approx 1.2kHz$)	p. 4
2.1	Sistema de dutos teórico.	p. 10
2.2	Filtros FIR.	p. 13
2.3	Exemplo de uma superfície de desempenho genérica.	p. 14
2.4	Diagrama de blocos do controlador Filtered-X LMS	p. 16
2.5	Curvas de resposta em frequência da aplicação do LMS $1 \times 1 \times 1$ no sistema de dutos com distúrbio aleatório.	p. 18
2.6	Coerências das FRFs estimadas na Figura 2.5.	p. 19
2.7	Pressão em função do tempo dentro das cavidades com o Filtered-X LMS $1 \times 1 \times 1$	p. 20
2.8	Diagrama de blocos da filtragem adaptativa do controlador Filtered-X LMS na configuração $1 \times 1 \times 2$	p. 20
2.9	Pressão em função do tempo dentro das cavidades com o Filtered-X LMS $1 \times 1 \times 2$	p. 21
2.10	Novo arranjo de dutos para a aplicação do controlador LMS $2 \times 2 \times 2$	p. 21
2.11	Diagrama de blocos do controlador Filtered-X LMS $2 \times 2 \times 2$	p. 22
2.12	Verificação da funcionalidade dos filtros W_{12} e W_{21} no controle do distúrbio aleatório no sistema de dutos com quatro cavidades.	p. 23
2.13	Pressão em função do tempo dentro das cavidades onde estão alocados os sensores de pressão sonora com a aplicação do controlador Filtered-X LMS $2 \times 2 \times 2$	p. 24

2.14	Verificação da interferência do sinal da fonte de distúrbio dois na curva FRF11. . .	p. 25
2.15	Verificação da interferência do sinal da fonte de distúrbio dois na curva FRF21. . .	p. 25
2.16	Verificação da interferência do sinal da fonte de distúrbio dois na curva FRF12. . .	p. 26
2.17	Verificação da interferência do sinal da fonte de distúrbio dois na curva FRF22. . .	p. 26
3.1	Esquema de montagem da placa.	p. 29
3.2	Foto do experimento, visto de dentro da câmara semi-aneecóica.	p. 30
3.3	Diagrama de blocos da configuração experimental.	p. 30
3.4	FRFs medidas com temperaturas diferentes.	p. 31
3.5	FRFs medidas com as temperaturas próximas.	p. 32
3.6	Verificação da repetibilidade das medidas.	p. 33
3.7	FRFs medidas experimentalmente com o microfone 1.	p. 34
3.8	FRFs medidas experimentalmente com o microfone 2.	p. 34
3.9	Comparação entre as FRFs dos sistemas medido e identificado pelo método <i>Subspace Identification</i>	p. 35
3.10	Comparação entre as FRFs dos sistemas medido e identificado pelo método ERA.	p. 36
4.1	Comparação entre as FRFs dos sistemas medidos em tempo real com e sem o controle LMS.	p. 38
4.2	Comparação entre as FRFs dos sistemas real com e sem controle \mathcal{H}_2	p. 39
4.3	Comparação entre as FRFs de cada um dos controladores e da planta sem controle.	p. 40
A.1	Diagrama de blocos de um sistema de controle por realimentação de saída.	p. 48
B.1	Representação esquemática das entradas e deslocamentos de volumes no sistema de dutos.	p. 51
C.1	Construção do controlador LMS 1x1x1 no SIMULINK.	p. 57
C.2	Aplicação do algoritmo LMS 1x1x1 no SIMULINK.	p. 58
C.3	Aplicação do algoritmo LMS 1x1x2 no SIMULINK.	p. 58
C.4	Aplicação do controlador LMS 2x2x2 no SIMULINK.	p. 63

C.5	Implementação do controlador FX-LMS exportado para a placa dSPACE para o controle da transmissão de ruídos da placa.	p. 68
C.6	Controlador Filtered-X LMS com “leak”.	p. 68
C.7	Diagrama de blocos utilizado na implementação do controlador \mathcal{H}_2 para a contenção dos ruídos emitidos pela placa.	p. 69

Lista de Tabelas

- 1.1 Comparação entre as metodologias de controle (McNEILAGE et al., 1998). p. 5
- 4.1 Comparação entre as respostas em frequência da placa com cada uma das metodologias, [$dB\ ref = 1Pa/N$]. p. 40

Nomenclatura

Abreviações

ANC	(<i>Active Noise Control</i>) - Controle Ativo de Ruídos.
ASAC	(<i>Active Structural Acoustic Control</i>) - Controle Ativo de Ruídos via Atenuação Estrutural.
AVC	(<i>Active Vibration Control</i>) - Controle Ativo de Vibrações.
DSP	(<i>Digital Signal Processing</i>) - Processamento Digital de Sinal .
ERA	(<i>Eigensystem Realization Algorithm</i>)
FIR	(<i>Finity Impulse Response</i>) - Resposta Finita ao Impulso.
FRF	(<i>Frequence Response Function</i>) - Função de Resposta em Frequência.
MSE	(<i>Mean Square Error</i>) - Erro Médio Quadrático.
MIMO	(<i>Multiple Input Multiple Output</i>) - Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas.
SISO	(<i>Single Input Single Output</i>) - Entrada Única Saída Única.
LMS	(<i>Least Mean Square</i>) - Média Quadrática Menor.
LQG	(<i>Linear system, Quadratic cost, Gaussian noise</i>).
PZT	Titanato Zirconato de Chumbo.

Siglas

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas.
ICAO	(<i>International Civil Aviation Organization</i>) - Organização de Aviação Civil Internacional.

Letras gregas

Δ	Variação do valor de um número.
δ	deslocamento linear.
∇	Gradiente de uma função.
μ	Passo de convergência de um algoritmo adaptativo.

μ_n	Passo de convergência normalizado de um algoritmo adaptativo.
ξ	Erro utilizado na formulação da otimização MSE.
ν	Constante do “leaky” LMS que limita o valor dos ganhos dos filtros.
γ	Constante experimental, utilizada para o cálculo de ν .
ω	Velocidade angular [rad/s].
ρ	Densidade do ar [kg/m^3].

Letras Latinas

$[0]$	Matriz nula.
a_n	Área da seção transversal de um duto n .
$[A], [B], [C], [D]$	Matrizes do sistema na forma de estado.
$[A_c], [B_c], [C_c], [D_c]$	Matrizes do controlador num modelo de estado.
c	Velocidade de propagação do som no ar. [m/s]
C	Complância acústica.
$[C_p]$	Matriz da constante de amortecimento proporcional.
$e(n)$	Erro instantâneo no algoritmo LMS..
f	Frequência [Hz].
ι	Número imaginário $\sqrt{-1}$.
$[I]$	Matriz identidade.
$[K]$	Matriz que contém as massas do sistema acústico.
$[M]$	Matriz de flexibilidades do sistema acústico.
M_n	Massa de ar dentro de um duto n [kg].
p_n	Pressão no duto n . [Pa]
t	Tempo [s].
\hat{S}	Estimativa da FT entre o atuador de controle e o sensor de erro.
S_n	Varição de volume da cavidade n . [m^3]
U	Fluxo de entrada do distúrbio no sistema de dutos [m^3/s].
u_k	Sinal de controle obtido a partir de um controlador <i>feedback</i> .
V_n	Volume da cavidade n . [m^3].
$w(n)$	Vetor de ganhos do filtro $W(z)$.
W	Filtro adaptativo.
w_k	Distúrbio exógeno.
$x(n)$	Distúrbio instantâneo.

$x'(n)$	Distúrbio instantâneo filtrado.
y_k	Saída medida, utilizada como referência no controlador <i>feedback</i> .
z_k	Saída regulada, utilizada no controlador <i>feedback</i> .

Resumo

SIVIERO, Diego Azevedo, *Aplicação das Metodologias Feedback e Feedforward no controle Ativo do Ruído Transmitido por uma Placa*, Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2007. 88 p. Dissertação (Mestrado)

Dado o contínuo processo de otimização no setor aeroespacial é cada vez mais priorizada nos projetos a busca pelo decréscimo de massa dos sistemas secundários ao voo, como por exemplo, no sistema responsável pelo controle de ruídos internos. Isto tem provocado um aumento de interesse no desenvolvimento de placas inteligentes, ou “smart-plates”, que consistem em elementos estruturais com atuadores e sensores agregados às suas superfícies, para o controle de suas próprias vibrações estruturais, possibilitando, no futuro, a redução nas dimensões dos elementos passivos de contenção de ruído hoje em uso, principalmente no trabalho com sinais de baixa frequência. Cresce paralelamente a necessidade de se definir qual a melhor estratégia de controle para estas estruturas inteligentes. Este estudo descreve a implementação de dois tipos distintos de controladores em uma placa de LEXAN com o objetivo de aumentar a perda transmissão de ruídos. O primeiro controlador utilizado é do tipo \mathcal{H}_2 , uma estratégia de controle que utiliza a realimentação da saída (*feedback*) como referência para a ação de controle. O segundo controlador é o Filtered-X LMS, uma estratégia por alimentação direta (*feedforward*) que utiliza um sinal correlacionado ao distúrbio como referência para o controle. A resposta da planta em malha fechada, com cada controlador, é medida por um microfone com a finalidade de se determinar o desempenho atingido pelas diferentes metodologias. Um enfoque maior será dado ao controlador Filtered-X LMS, que também será detalhado e aplicado a um sistema numérico de dutos.

Palavras Chave:

– Controle Ativo de Ruídos, Perda de Transmissão Sonora, Painel Inteligente, Acústica.

Abstract

SIVIERO, Diego Azevedo, *Application of the Feedback and Feedforward Metodologies to the Active Control of the Noise Transmitted Through a Plate*, Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2007. 88 p. Dissertação (Mestrado)

Due to the continuous optimization process in the aerospace industry, the search for lighter secondary flight systems has been intensively investigated in recent years, for instance, the system responsible for the control of internal noise. This leads to a growing interest in the development of smart panels, which consist of structural elements with actuators and sensors attached to their surfaces, in order to control the structural vibration. This leads to a reduction of the members of passive elements used to attenuate noise mainly at low frequencies. The interest in these smart structures grows along with the necessity of defining the best control strategy. This thesis describes the implementation of two distinct controllers on a LEXAN smart plate, with the purpose of increasing the transmission loss. The first is an \mathcal{H}_2 dynamic output *feedback* controller, a strategy that uses the system's output as a reference to the control action. The second controller is the Filtered-X LMS, a strategy that uses a signal correlated with the disturbance as a reference to the control. The response of the closed-loop systems, using each controller, is measured using a microphone. This determines the performance achieved by the different methodologies. More emphasis will be given to the Filtered-X LMS controller, which is also applied to a vibroacoustic problem in a duct.

Key Words:

– Active Noise Control, Transmission Loss, Smart Plate, Acoustics.

Capítulo 1

Introdução

O controle do som indesejado provocado pelo funcionamento dos dispositivos que nos cercam no dia-a-dia está ganhando espaço nas seções de engenharia nas indústrias, uma vez que o conforto proporcionado pelo produto a ser comercializado, seja ele um carro, um avião, um equipamento de ar condicionado ou até mesmo um simples “cooler”(espécie de ventilador acoplado ao processador dos computadores), está relacionado, entre outras coisas, com o nível de ruído provocado pelo seu funcionamento. A emissão de ruídos tem se tornado um dos fatores decisivo na aquisição de uma marca ou outra pelo consumidor. Atualmente, estão em vigor normas que atuam na regulamentação do nível de ruído produzido, como, por exemplo, a certificação fornecida pela ICAO - (*International Civil Aviation Organization*) que força a redução do nível de ruído produzido no interior das aeronaves. No Brasil existe a norma NBR 10152 que regulamenta os níveis de ruído para a obtenção do conforto acústico (ABNT, 1987).

O interesse no controle do ruído produzido por equipamentos mecânicos vem crescendo significativamente nos últimos anos. Como exemplo, temos as estruturas inteligentes, que consistem em elementos estruturais com sensores e atuadores embutidos para o controle de vibrações às quais as peças são induzidas. Estas estruturas despontam como uma tendência a ser adotada nas construções futuras. Neste sentido, torna-se necessário o aprofundamento em um estudo que possibilite comparar possíveis técnicas de controle, que neste trabalho se limitará as metodologias de controle \mathcal{H}_2 (*feedback*) e Filtered-X LMS (*feedforward*) aplicadas com a finalidade de aumentar a perda da transmissão sonora. Este estudo servirá para determinar a melhor opção a ser aplicada em uma placa inteligente que está em desenvolvimento no laboratório de Vibroacústica da UNICAMP.

Quanto à discussão sobre as metodologias de controle ativo, os algoritmos de controle preditivos (*feedforward*) e os por realimentação (*feedback*) têm caminhado paralelamente ao longo dos anos. Segundo o artigo de McNEILAGE et al. (1998), ambos foram estudados por Harold Black, o

primeiro em 1924 para controlar distorções e ruídos em sinais portadores na telefonia e o segundo surgiu em 1927. Em ambos os métodos um sinal de referência é necessário para o cálculo do sinal de controle. A principal diferença entre as metodologias está na seleção deste sinal. O controlador preditivo utiliza como sinal de referência um sinal correlacionado ao distúrbio exógeno que atua na planta, enquanto o controle por realimentação utiliza como referência a resposta medida da planta (KUO; MORGAN, 1996).

Convencionalmente, a seleção entre as metodologias é realizada da seguinte maneira: quando o distúrbio é periódico e é possível medi-lo sem a influência da ação do atuador de controle (ou seja, da fonte secundária), como em uma excitação harmônica provocada por máquinas rotativas, utilizam-se preferencialmente controladores preditivos; quando não há uma definição muito boa do sinal de distúrbio, como por exemplo, nas excitações aleatórias das placas da fuselagem das aeronaves provocadas devido ao escoamento da camada limite do ar, utilizam-se controladores por realimentação (BRENNAN; KIM, 2001). No caso de existirem múltiplas fontes não coerentes de distúrbio, é recomendada a utilização do algoritmo *feedback*, pois para a implementação do controlador preditivo seria necessário que cada um dos sinais perturbadores entrasse no controlador como referência, o que tornaria o processo de controle mais trabalhoso e caro (ELLIOTT; SUTTON, 1996) devido ao aumento do número de canais de entrada no sistema de aquisição de sinais e ao aumento da necessidade de processamento do controlador.

Aplicando estes dois algoritmos no controle ativo de ruído (*ANC - Active Noise Control*), segundo Ma e Melcher (2003), a atuação dos controladores se dará com a aplicação do princípio físico do cancelamento acústico, provocado quando se sobrepõem duas ondas sonoras de mesma amplitude e frequência, mas em oposição de fase. Ainda segundo Ma e Melcher (2003), este conceito de controle de ruído foi proposto e patenteado por Paul Lueg, em 1933, mas apenas na década de 50 foram propostos os primeiros modelos de controle ativo de ruídos para salas e dutos. Estes sistemas de controle utilizavam auto-falantes como fontes secundárias de ruído. A configuração destes sistemas era basicamente a seguinte: um sensor media a pressão sonora, isto é, a fase e amplitude do distúrbio provocado por uma ou mais fontes primárias e enviava este sinal a um dispositivo eletrônico que calculava o sinal de controle a ser emitido pela fonte secundária alocada em uma posição qualquer, de modo que o sinal indesejado fosse atenuado ou eliminado no ponto onde estava o sensor. Outras possíveis interpretações, como a mudança de impedância do receptor, encontram-se em Donadon e Arruda (2003).

As pesquisas sobre a viabilidade do uso das cerâmicas piezelétricas no controle de vibrações e ruídos tiveram início na década de 80, com o desenvolvimento de um sistema de controle ativo

de vibração estrutural (AVC - “*Active Vibration Control*”) de uma viga através da ação de atuadores secundários piezelétricos (BAILEY; HUBBARD, 1985). Nos anos seguintes, foi estudada a aplicação do PZT (*Titanato Zirconato de Chumbo*) no controle ativo de ruído via atuação estrutural (ASAC - “*Active Structural Acoustic Control*”) de uma placa fixada pelas laterais (CRAWLEY; de LUIS, 1987). O interesse na utilização do PZT como fonte secundária é devido às suas propriedades físicas. O material é um eficiente transdutor que converte energia elétrica em mecânica e apresenta pequeno volume, pouco peso, boa resposta em uma larga faixa de frequências além de se integrar muito bem às estruturas.

Dentre os trabalhos sobre a aplicação de materiais piezelétricos no controle ativo de ruídos via atuação estrutural que foram desenvolvidos, pode-se citar, Zhao, Kim e Kim (2007), Choi (2006), Kim e Jung (2006), Ma e Melcher (2003). Embora variem a forma de aplicação de controle, a grande maioria os aplica em placas de alumínio.

A utilização dos métodos de controle ativo de ruído ocorre comumente nos casos onde não é possível conter os distúrbios sonoros indesejados apenas com elementos dissipativos (o que é denominado “controle passivo de ruídos”). O custo dos métodos passivos de dissipação de ruídos é menor e sua utilização mais simples e robusta em comparação com os sistemas ativos de controle. Basicamente, para reduzir a amplitude de um sinal sonoro passivamente, ou seja, sem adição de energia extra ao sistema, utilizam-se materiais porosos, que provocam sucessivas reflexões parciais das ondas sonoras incidentes através da colisão das moléculas de ar que estão propagando o sinal sonoro com os poros do material, e a dilatação e contração destes ocasionam a perda de momento na direção de propagação do som. Infelizmente, este método apresenta uma limitada ação de controle, não gerando bons resultados para a contenção de ruídos de baixa frequência (GENTRY; GUIGOU; FULLER, 1997; GARDONIOR; ELLIOTT, 2000). Em um sistema passivo de atenuação de ruído, a espessura da espuma acoplada a uma parede rígida com a função de conter uma determinada frequência deve ser, no mínimo, igual a um quarto do comprimento de onda da frequência a ser atenuada (SELLEN; CUESTA; GALLAND, 2006). Os materiais utilizados normalmente para o controle passivo de ruídos são: a fibra de vidro; lã de rocha; a espuma de poliuretano; a espuma de poliamida e melamina. Os métodos passivos são recomendados para frequências superiores a 1500Hz (TRAN; CAREY, 2005). Um problema do método passivo é que não é fácil selecionar uma faixa de frequência para o cancelamento. A atenuação sonora ocorre em todas as frequências acima da qual serviu de base para o projeto do cancelamento acústico. No gráfico 1.1 está representada esquematicamente a redução da pressão sonora em função da metodologia de controle (ativa ou passiva) utilizada.

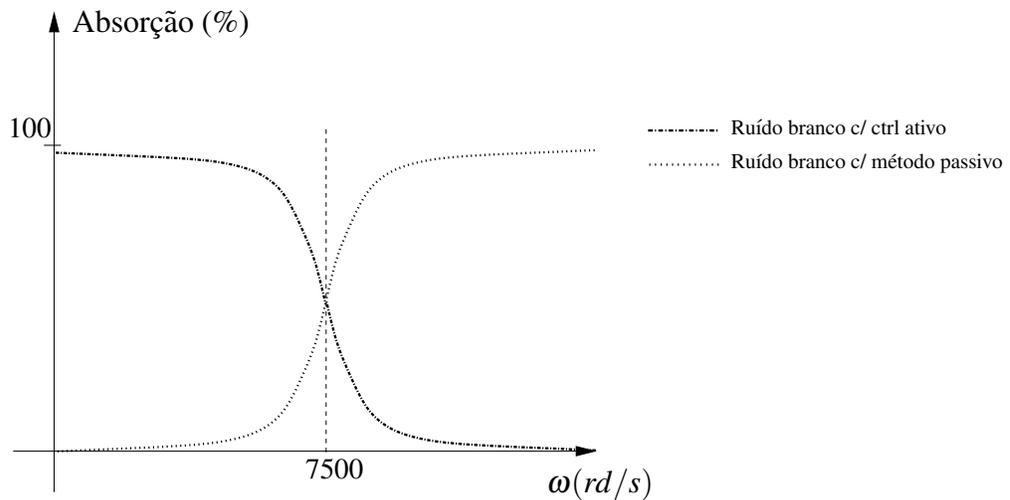


Figura 1.1: Comparação entre as porcentagens de absorção da pressão sonora obtidas com a aplicação dos controles ativos e do método passivo de atenuação de ruídos. ($7500\text{rd/s} \approx 1.2\text{kHz}$)

Em contrapartida, os métodos de controle ativo apresentam bom desempenho no controle dos ruídos de baixa frequência, e não são atrativos para o controle de alta frequência, pois necessitariam de dispositivos eletrônicos mais rápidos para a viabilidade do controle. Segundo o critério de Nyquist para a discretização de sinais contínuos no tempo, um ruído de 3125Hz necessita de uma frequência de amostragem de no mínimo 6250Hz para evitar distorções (ou “*aliasing*”) devido ao efeito de rebatimento de frequências causado pela discretização, o que é inviável para os sistemas de processamento digital de sinal (*DSP - Digital Signal Processing*) mais econômicos e comuns. O problema não está na aquisição de um sinal isolado, mas no processamento do conjunto de operações que devem ser executadas simultaneamente pela placa de aquisição de sinal para o controle em tempo real. Um sistema de controle simples, com uma entrada de referência e uma saída de controle, necessita de um conversor analógico/digital para a discretização do sinal de referência para o controlador, de um conversor digital/analógico que executa a função inversa no sinal de controle para a aplicação deste na planta e de um processador para tratar os sinais com base no programa controlador carregado na memória da placa de aquisição.

1.1 Comparação das Metodologias de Controle em Painéis Inteligentes

A comparação entre as metodologias de controle neste trabalho será realizada de maneira experimental, para uma faixa de frequências, aproximando o máximo possível a simulação de laboratório com a situação real. Uma comparação do ponto de vista teórico pode ser vista em Camino, Donadon e Arruda (2005), e a implementação do controlador \mathcal{H}_2 no painel inteligente estudado foi

<i>Critério</i>	<i>Controle preditivo</i>	<i>Controle por realimentação</i>
Controle do Ruído de Fundo	Excelente, reduz o ruído a níveis próximos do limite de cancelamento rapidamente após o acionamento do controlador	Ajustado pelo ruído de fundo ou pelo detector de fase. Resultados próximos do limite de cancelamento para sistemas de supressão.
Redução de fase	Depende do ajuste dos ciclos de adaptação.	Ajustado pelo ruído de fundo e looping de ganho disponível.
Redução de Amplitude	Igual à redução de fase.	Geralmente requer um sistema de controle complementar.
Complexidade do sistema	Operação por longo período de tempo requer controles sofisticados.	Sistema mais simples.
Frequência de operação	Larga faixa de redução de ruído, mas depende de ajustes na adaptação.	Limitada pela faixa do controlador.
Estabilidade	Incondicionalmente estável.	Condicionalmente estável. O critério de estabilidade compromete a faixa de redução de ruído/limite de ganho de realimentação

Tabela 1.1: Comparação entre as metodologias de controle (McNEILAGE et al., 1998).

efetuada pelo autor desta dissertação em Donadon et al. (2006).

Numa aplicação de telecomunicação, voltada para a engenharia elétrica, o trabalho de McNEILAGE et al. (1998), apresenta a cronologia do desenvolvimento das estratégias de controle *feedforward* e *feedback*, informando que o controle preditivo precedeu o controle por realimentação, sendo ambos desenvolvidos pelo mesmo pesquisador, conforme os apontamentos já realizados nesta dissertação. Continuando com o estudo da cronologia, o autor ainda afirma que após o advento do algoritmo de controle por realimentação, o controlador preditivo foi deixado de lado, voltando a ter aplicação eletrônica novamente no fim da década de 60, quando foi utilizado para reduzir a distorção na intermodulação de ondas em amplificadores valvulados (SEIDEL, 1971). Este quadro permaneceu praticamente inalterado até a década de 70. Neste período, as aplicações para o controle por realimentação eram voltadas à redução da amplitude e da fase de ruídos próximos às frequências portadoras na área de comunicação. As principais características das metodologias citadas no artigo de McNeilage foram agrupadas em uma tabela, reproduzida pela tabela 1.1.

Na comparação realizada por Elliott e Sutton (1996), um controle preditivo adaptativo e um controle por realimentação \mathcal{H}_∞ são comparados na redução dos ruídos internos de um veículo em movimento em uma estrada. Um dos maiores problemas para a implementação de um controlador adaptativo é a influência do sinal de controle na resposta da planta, medida pelo sensor de referência do controlador. O algoritmo adaptativo utilizado neste controlador realiza adaptações no seu filtro

com base no erro médio quadrático medido. Uma vez que o erro é a soma dos sinais das fontes primárias e secundárias de distúrbio, o sinal gerado pelo controlador irá realimentá-lo, impedindo que o erro convirja para zero. Para contornar esta restrição, uma alteração no algoritmo de controle foi proposta, de modo que o sinal de controle realimentasse negativamente a entrada do controlador preditivo, cancelando assim o sinal do atuador secundário medido pelo sensor de referência. O experimento comparativo executado consistia na aplicação das duas metodologias de controle em um veículo, com um acelerômetro fixado ao chassi, próximo à suspensão, para fornecer o sinal do distúrbio para o controle preditivo. Um microfone media o ruído interno e um alto-falante era a fonte secundária. A velocidade de medição foi 60km/h . Após determinadas as funções de transferência, simulações laboratoriais foram realizadas e constataram um melhor desempenho no controlador *feedback* desde que o tempo de atraso da planta seja menor do que 1.5ms , a partir deste ponto o controlador *feedforward* obteve melhor desempenho. Este resultado confirma a tendência de melhor desempenho dos controladores *feedback* para excitações não periódicas.

Como exemplo de trabalhos similares ao desenvolvido nesta pesquisa, temos o trabalho de (KIM et al., 1998), onde o autor aplica os controladores Filtered-X LMS(*feedforward*) e \mathcal{H}_∞ (*feedback*) na frequência, em uma placa retangular de alumínio, com uma fonte de distúrbio e três atuadores de controle. Como referências para os controladores, foram utilizados microfones em colunas no centro dos eixos (x,y) da placa, localizados em campo distante. As funções de transferência entre os atuadores e os sensores e o melhor posicionamento dos atuadores de controle são obtidos analiticamente no estudo, e são levados em consideração no desenvolvimento dos controladores, apenas os dois primeiros modos da placa. Os testes foram realizados com distúrbios senoidais com frequências iguais às frequências naturais dos modos. O controlador \mathcal{H}_∞ obteve um melhor desempenho, apresentando maiores reduções sonoras e resposta mais rápida após ser ativado e os resultados comprova a eficiência do PZT como atuador de controle na redução da vibração estrutural de uma placa.

Apesar destas evidência experimentais, a maior parte da comunidade de ANC ainda tende a preferir o controle adaptativo *feedforward* pela sua facilidade de projeto.

1.2 Objetivo do Trabalho

O objetivo deste trabalho é realizar a implementação e a comparação das metodologias de controle \mathcal{H}_2 (*feedback*) e Filtered-X LMS no controle de ruído por atenuação da vibração estrutural de uma placa de LEXAN, onde um *shaker* realizará a excitação primária com ruído branco e um

dispositivo PZT será responsável pela ação de controle no sistema. Os resultados da comparação dos resultados simulados para as duas estratégias de controle foram publicados pelo autor desta dissertação no trabalho Donadon et al. (2006). O projeto dos controladores para este sistema visava igualar o máximo possível as condições de operação dos mesmos, utilizando a mesma planta estimada para o projeto de ambos, o mesmo tempo de discretização do sistema de processamento de sinais e a mesma configuração dos equipamentos auxiliares, como filtros e condicionadores, buscando comparar apenas os resultados obtidos devido à estratégia adotada.

Na literatura consultada, até o presente momento não foi encontrado trabalho similar de comparação destas duas metodologias. A opção pelo material foi devido às dificuldades no controle de vibração estrutural de materiais com amortecimento estrutural baixo, e como a placa está fixada em uma divisória entre o laboratório de coleta de dados e a uma câmara semi-aneecóica onde são realizadas as medidas da resposta da placa, a transparência do material auxilia o controle da disposição dos sensores dentro da câmara.

Uma possibilidade de exploração econômica futura deste trabalho aproveita o fato de os polímeros plásticos estarem presentes nos revestimentos e acabamentos em diversas áreas devido à flexibilidade de formas que estas estruturas podem assumir. O presente estudo poderá dar uma função além do acabamento a estes materiais, possibilitando concomitantemente o controle de ruídos.

1.3 A Organização do Trabalho

Este trabalho encontra-se dividido em cinco capítulos, e cada um versa sobre um assunto específico. Este primeiro capítulo introduz o tema, faz apontamentos históricos no desenvolvimento das estratégias de controle ativo e apresenta o nível de desenvolvimento tecnológico da área baseando-se na bibliografia consultada.

O segundo capítulo trata do método de controle preditivo, baseado no algoritmo Filtered-X LMS, exemplificando a implementação de alguns controladores em sistemas acústicos numéricos, que são detalhadamente calculados para esta finalidade. Os controladores construídos são classificados de acordo com o número de sensores, atuadores e sinais de erros.

O terceiro capítulo aborda a identificação experimental realizada no sistema físico sobre o qual serão elaborados e aplicados os controladores. Também é apresentada uma discussão sobre os problemas experimentais ocorridos na identificação e as respectivas soluções adotadas.

O quarto capítulo trata da implementação dos controladores Filtered-X LMS e \mathcal{H}_2 na planta, assim como dos resultados destas implementações. Ainda é feita, neste capítulo, uma discussão sobre os resultados obtidos com os dois modelos de controladores.

No quinto capítulo são inseridas as conclusões deste estudo e a abrangência do experimento realizado. Novos estudos a serem realizados são propostos nesta secção.

Encontram-se nos apêndices uma visão breve e geral do controlador \mathcal{H}_2 aplicado no controle da placa, a derivação de um modelo teórico de dutos, a listagem dos programas desenvolvidos em ambiente *MATLAB*[®], os diagramas construídos no ambiente *SIMULINK*[®] e a listagem das matrizes de estado dos modelos e do controlador \mathcal{H}_2 trabalhados nesta dissertação.

Capítulo 2

Formulando e Aplicando o Controle Adaptativo

Neste capítulo será detalhada a formulação e a aplicação de controladores preditivos adaptativos do tipo Filtered-X LMS denominados por $1 \times 1 \times 1$, $1 \times 1 \times 2$ e $2 \times 2 \times 2$ no controle de ruídos. Esta notação, $(X \times Y \times Z)$ indica X sinais de referência, Y sinais de saída para o controle e Z sinais de erro medidos, obtidos da saída da planta, excitada pelo controlador e pelo distúrbio.

Para verificar a funcionalidade e a aplicação destes controladores, foi utilizado um sistema teórico composto de dutos e câmaras de expansão sob a hipótese de propagação de ondas planas em seu interior e com aproximação de parâmetros concentrados. Neste sistema, as entradas ou excitações utilizadas, tanto para o distúrbio quanto para o controle, serão acelerações de volume, que são derivadas das vazões. As saídas serão dadas em pressão sonora.

Este modelo de controle será utilizado posteriormente na pesquisa da redução da transmissão sonora de uma placa de LEXAN pelo controle de sua vibração estrutural, ou ASAC. O tipo de controlador implementado será o $1 \times 1 \times 1$, onde a entrada será uma força pontual aleatória no tempo, o erro medido será dado em pressão sonora, assim como a medida de desempenho do sistema de controle.

2.1 Construindo o Modelo de Estado da Planta

O sistema que se deseja controlar inicialmente é o conjunto de três dutos e duas câmaras de expansão ligados de forma intercalada e em série. Fazendo uma analogia mecânica ao sistema acústico, trata-se de um sistema de três graus de liberdade (3 GDL), onde o amortecimento será inicialmente desconsiderado, o ar dentro dos dutos fará o papel das massas (inertância acústica) e o ar dentro das câmaras o papel das molas (flexibilidades acústicas) (KINSLER et al., 1982). A res-

posta em frequência do conjunto apresentará três frequências de ressonância, número relacionado aos graus de liberdade, sendo uma delas nula (modo de “corpo rígido”).

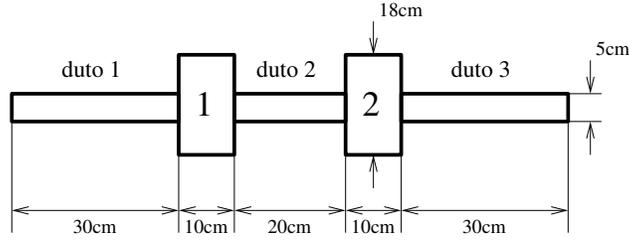


Figura 2.1: Sistema de dutos teórico.

Segundo Huallpa e Arruda (1999), a formulação melhor adaptada à aplicação, é a que produz uma equação onde a entrada é uma aceleração em volume (derivada da vazão) e a resposta é dada em pressão sonora, isto porque é simples aplicarmos uma aceleração de volume em um sistema acústico com um alto-falante calibrado e a pressão sonora pode ser facilmente medida com microfones.

A construção de tal equação pode ser realizada com um modelo de parâmetros concentrados, utilizando-se a somatória das pressões dentro das câmaras e é detalhada no apêndice B. As equações dinâmicas no domínio da frequência para cada uma das cavidades são dadas a seguir:

$$\iota\omega C_1 \hat{p}_1 + \frac{1}{\iota\omega} \left(\frac{1}{M_1} + \frac{1}{M_2} \right) \hat{p}_1 - \frac{1}{\iota\omega} \frac{1}{M_2} \hat{p}_2 = \hat{U}_1 \quad (2.1)$$

$$\iota\omega C_2 \hat{p}_2 - \frac{1}{\iota\omega} \frac{1}{M_2} \hat{p}_1 + \frac{1}{\iota\omega} \left(\frac{1}{M_2} + \frac{1}{M_3} \right) \hat{p}_2 = \hat{U}_2 \quad (2.2)$$

onde $\iota = \sqrt{-1}$, M é a massa de ar presente nos dutos 1, 2 e 3, U é a entrada do sistema em velocidade de volume e C é a flexibilidade acústica das cavidades, dado por:

$$C = \frac{V}{\rho c^2}$$

onde V é o volume da cavidade, ρ é a densidade do ar presente nas cavidades e c é a velocidade de propagação do som no meio em que se encontra o sistema.

Para obtermos a equação dinâmica do sistema com a entrada em aceleração de volume, precisaríamos diferenciar as equações 2.1 e 2.2. Como tais equações encontram-se no domínio da frequência e dado que a diferenciação no domínio da frequência é obtida pela multiplicação por $\iota\omega$, multiplicam-se todos os termos das equações por esta constante complexa. Organizando o

resultado na forma matricial, obtém-se:

$$\left\{ \left[\begin{array}{cc} \frac{1}{M_1} + \frac{1}{M_2} & -\frac{1}{M_2} \\ -\frac{1}{M_2} & \frac{1}{M_2} + \frac{1}{M_3} \end{array} \right] - \omega^2 \left[\begin{array}{cc} C_1 & 0 \\ 0 & C_2 \end{array} \right] \right\} \left\{ \begin{array}{c} \hat{p}_1 \\ \hat{p}_2 \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{c} i\omega \hat{U}_1 \\ i\omega \hat{U}_2 \end{array} \right\}$$

a equação acima pode ser escrita em notação matricial:

$$[K - \omega^2 M] \{p\} = i\omega \{U\}$$

onde $[K]$ representa a matriz que contém as massas acústicas e $[M]$ a matriz que contém as flexibilidades acústicas. Note-se que foi usada a notação usual de sistemas mecânicos, mas onde a rigidez e a massa aparecem de forma invertida. Passando esta equação para o domínio do tempo e isolando a derivada dupla da pressão obtém-se:

$$\left[Kp - \frac{d^2 p}{dt^2} M \right] = \frac{dU}{dt} \Rightarrow \frac{d^2 p}{dt^2} = -[M]^{-1} Kp + [M]^{-1} \frac{dU}{dt} \quad (2.3)$$

Utilizando as seguintes variáveis de estado,

$$\{x\} = \left\{ \begin{array}{c} p \\ \frac{dp}{dt} \end{array} \right\} \quad (2.4)$$

e rearranjando a equação (2.3) utilizando as variáveis de estado dadas em (2.4), obtém-se:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= \left[\begin{array}{cc} 0_{k \times k} & I_{k \times k} \\ -[M]^{-1} K & 0_{k \times k} \end{array} \right] \{x\} + \left[\begin{array}{c} 0_{k \times k} \\ [M]^{-1} \end{array} \right] u \\ \{y\} &= \left[\begin{array}{cc} I_{k \times k} & 0_{k \times k} \end{array} \right] \{x\} \end{aligned} \quad (2.5)$$

onde $u = \frac{dU}{dt}$.

A equação pode ser escrita na forma padrão, (GAWRONSKI, 1998),

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= [A] \{x\} + [B] u \\ \{y\} &= [C] \{x\} + [D] u \end{aligned}$$

Esta formulação apresenta as seguintes características: a matriz $[A]$ traz informações físicas do sistema, como por exemplo as frequências de ressonância, que são numericamente iguais às raízes quadrada da parte real dos autovalores desta matriz. Cada coluna da matriz $[B]$ representa a contribuição das entradas do sistema acústico, podendo ser um sinal de distúrbio ou controle; no caso do sistema proposto estes sinais de entrada representam acelerações de volume. Cada linha

da matriz $[C]$ representa a contribuição das variáveis de estado numa saída do sistema acústico, neste caso, dada em pressão sonora. A matriz $[D]$ para este sistema é nula, podendo ser descartada. A importância na identificação do significado destas variáveis será percebida na aplicação dos controladores.

Este sistema acústico não apresenta, em sua formulação matemática, nenhum amortecimento. Numericamente, seria impossível controlar esta planta devido a tal fato e, na prática, não existem sistemas sem amortecimento, por menor que este possa ser. Para acrescer um amortecimento proporcional, uma matriz constante Cp arbitrária pode ser determinada por:

$$Cp = 0.0001 [K] + 0.0001 [M]$$

Ela é introduzida na matriz $[A]$ da seguinte forma:

$$[A] = \begin{bmatrix} 0_{k \times k} & I_{k \times k} \\ -[M]^{-1}[K] & -[M]^{-1}[Cp] \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Substituindo os valores conhecidos em (2.5) tem-se o modelo de estados:

$$\frac{dx}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -7,56e+07 & 4,54e+07 & -75,65 & 45,4 \\ 4,54e+07 & -7,56e+07 & 45,4 & -75,65 \end{bmatrix} \{x\} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 5,6e+07 & 0 \\ 0 & 5,6e+07 \end{bmatrix} u$$

$$\{y\} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \{p\} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \{x\}$$

2.2 O Controlador Preditivo

O controlador de ruídos projetado para o modelo de dutos é similar ao que posteriormente será aplicado à placa de LEXAN estudada. A finalidade no trabalho do modelo de dutos é a familiarização da aplicação do controle em um sistema numérico simples. A vantagem de se trabalhar com modelos numéricos está na fácil obtenção de plantas, focando assim o estudo no controlador, e não em um caso real específico que envolve ruídos de medição, incertezas e variabilidades.

O controle preditivo adaptativo utilizado é o Filtered-X LMS (KUO; MORGAN, 1996), que

consiste em n filtros de resposta finita ao impulso (*FIR - Finite Impulse Response*) com a finalidade de atenuar o sinal de resposta da planta através de um sinal de controle que é linearmente dependente do distúrbio e calibrado pela medida do erro instantâneo, sendo aplicado simultaneamente ao distúrbio no sistema. A somatória entre a resposta da planta ao distúrbio com a resposta da planta ao sinal de controle é denominada erro. Com base na média quadrática deste erro, o algoritmo adaptativo reajustará os pesos do filtro, buscando a redução do sinal resultante da somatória entre a resposta da planta ao distúrbio e ao sinal de controle. Esta operação é cíclica, modificando continuamente os ganhos do filtro FIR de tal forma que o valor do erro é reduzido e, conseqüentemente, sua média quadrática se aproxima de zero. Na Figura 2.2 está a representação da organização dos filtros. O número de pesos do filtro é limitado pela capacidade de processamento do sistema computacional em que o controlador está trabalhando. Quanto maior o número de pesos, melhor o controlador se comportará no controle de ruídos aleatórios, mas, por outro lado, o volume de processamento exigido do sistema de controle aumenta, provocando uma queda na velocidade de execução das funções, podendo instabilizar o controlador.

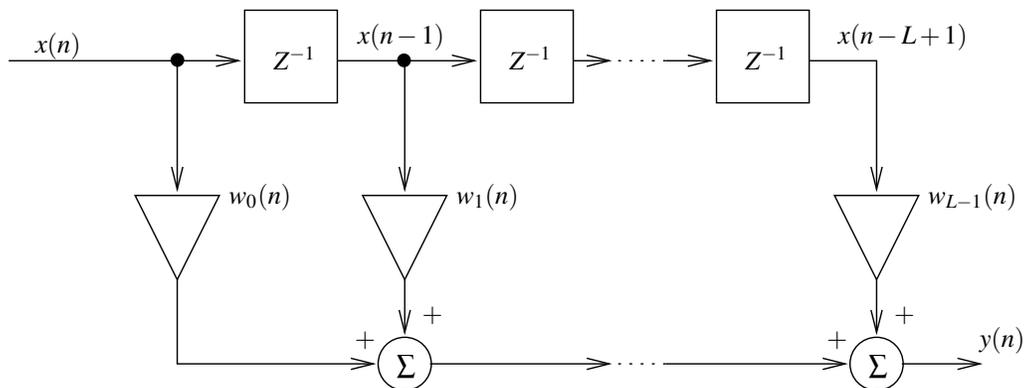


Figura 2.2: Filtros FIR.

O tempo de processamento de todo o ciclo deve ser menor do que o intervalo de tempo de amostragem. No diagrama de blocos do controlador LMS filtrado, uma estimativa da função de transferência entre o atuador de controle e o sensor de erro, denominada de \hat{S} é utilizada para estabilizar o algoritmo LMS. Se a referência não for filtrada, os zeros da função de transferência secundária podem instabilizar o controlador. O algoritmo pode implementar também uma estimativa da função de transferência entre o sinal de controle e o sinal de referência para permitir eliminar uma possível interferência na adaptação do filtro provocada pelo retorno do sinal de controle através do sensor de erro. Quando o tempo de processamento é maior do que o período de amostragem, não há como garantir que a diferença de fase entre a planta estimada para a filtragem do sinal de distúrbio e a planta real seja menor do que 90° , o que, segundo o trabalho desenvolvido

por (MORGAN, 1980), comprometeria a estabilidade do controlador. Em aplicações práticas, é recomendável que esta diferença de fase não seja maior do que 40° (KUU; MORGAN, 1996).

O algoritmo Filtered-X LMS foi derivado do método de otimização *Steepest Descent*, que utiliza como parâmetro para o reajuste do peso dos filtros a subtração dos valores destes da multiplicação entre o tamanho do passo de convergência μ e o gradiente da função de erro. Quando este gradiente é estimado pelo quadrado do erro instantâneo temos o algoritmo LMS (WIDROW; STEARNS, 1985).

Para cada coeficiente do filtro, há um valor correspondente do erro médio quadrático. Para ilustrar este conceito, quando o filtro apresentar apenas dois coeficientes, uma superfície de desempenho genérica pode ser representada no gráfico 3D de uma parabolóide elíptica, ilustrado em 2.3. O erro mínimo é atingido quando os dois coeficientes do filtro atingem o ponto ótimo.

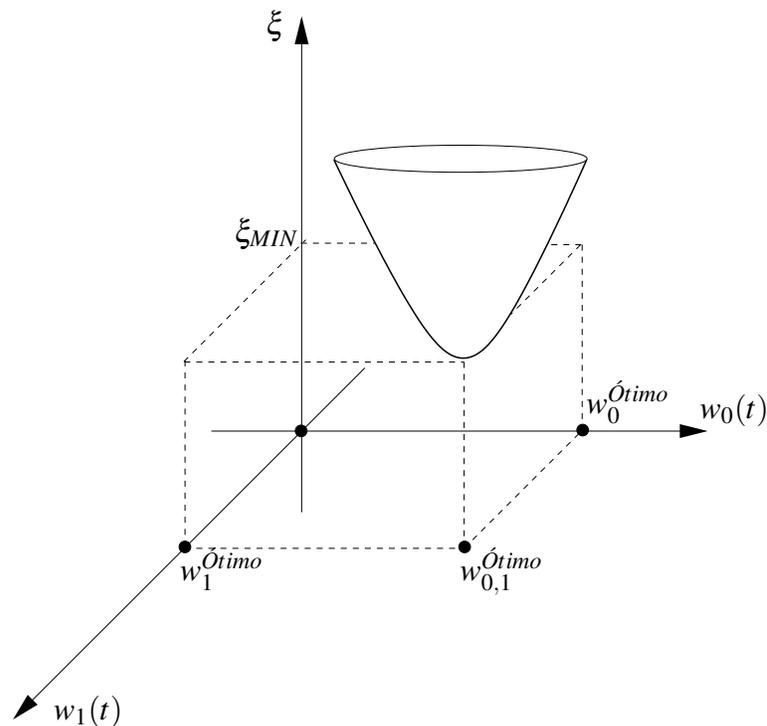


Figura 2.3: Exemplo de uma superfície de desempenho genérica.

A convergência do método *Steepest Descent* é obtida pela atualização dos valores do filtro $w(n)$ pelo seguimento da direção que apresente a maior redução do erro médio quadrático na superfície de desempenho citada. O algoritmo *Steepest Descent* é dado por:

$$w(n+1) = w(n) - \frac{\mu}{2} \nabla \xi(n) \quad (2.7)$$

onde, $w(n)$ é o vetor de ganhos do filtro, ∇ denota o gradiente, ξ é o erro medido e, finalmente, μ é fator de convergência (ou tamanho do passo de uma atuação) que controla a velocidade de convergência. Se o valor de μ for muito grande o algoritmo diverge. Se for abaixo do valor crítico, mas ainda grande, a convergência é muito rápida, fazendo com que os pesos dos filtros nunca atinjam os seus valores ótimos (“misadjustment”). Caso seu valor seja muito pequeno, a convergência será extremamente lenta, também prejudicando o desempenho do controlador (KUO; MORGAN, 1996). Neste trabalho, a escolha do valor de μ foi realizada por meio de tentativa e erro. Para o trabalho de simulação numérica foi procurado um valor que tornasse possível a visualização da adaptação do controlador LMS nos gráficos da resposta em função do tempo a fim de ilustrar este estudo e para a implementação do controle na placa foram testados diversos valores até se atingir a maior atenuação possível dentro de um período de adaptação.

Na definição de um valor ótimo do passo do controlador, para obtermos uma boa convergência com tempo reduzido de adaptação, a normalização do fator de convergência é utilizada. Ainda segundo Kuo e Morgan (1996), esta normalização pode ser obtida por:

$$\mu_n = \frac{\mu}{x^T x(n)} = \frac{\mu}{\|x\|^2} \quad (2.8)$$

O valor de μ , quando a normalização é utilizada, deve estar entre 0 e 1.

2.3 O Algoritmo Filtered-X LMS

Da substituição de $\xi(n)$ na equação 2.7 pelo quadrado do erro instantâneo e da substituição nesta mesma equação do valor μ pela sua normalização dada em 2.8, será obtida a equação 2.9, que define o algoritmo de controle Filtered-X LMS normalizado:

$$w(n+1) = w(n) + \frac{\mu}{\alpha + \|x'(n)\|^2} x'(n) e(n) \quad (2.9)$$

onde $w(n)$ representa o filtro, μ representa o fator de convergência normalizado, α representa uma constante matemática pequena e positiva, que foi adicionada ao denominador da fração para evitar uma eventual divisão por zero, $x'(n)$ representa o distúrbio instantâneo filtrado pela estimativa da planta de controle e $e(n)$ representa o erro instantâneo. O diagrama de blocos do controlador pode ser visualizado na Figura 2.4.

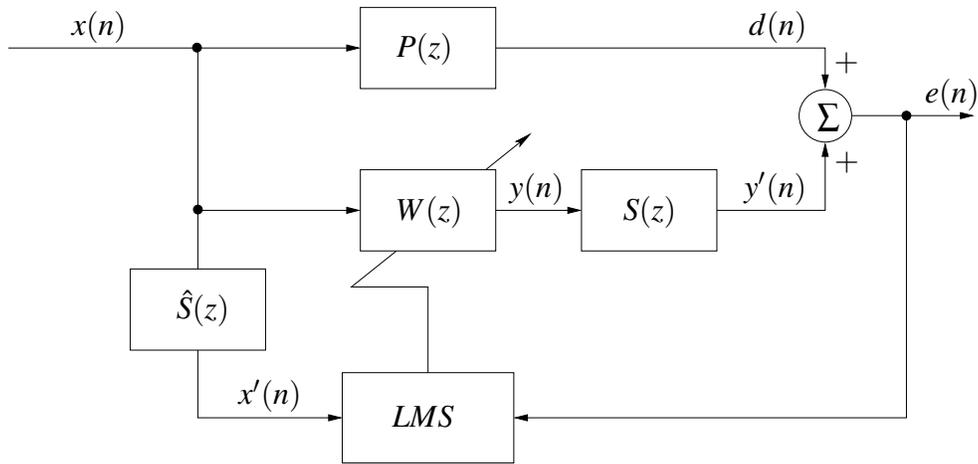


Figura 2.4: Diagrama de blocos do controlador Filtered-X LMS .

O “Leaky” LMS

Quando o controlador adaptativo LMS é utilizado por longo período em uma aplicação, é necessária a introdução de um truncamento na convergência dos pesos do filtro adaptativo. O algoritmo irá adaptar continuamente, até que um dos pesos atinja um valor que provoque um “estouro” de *buffer* no sistema computacional devido ao tamanho ocupado por este número na memória do sistema. Uma limitação no valor dos pesos compromete a velocidade de convergência do controlador, mas por outro lado garante a funcionabilidade deste por um maior período de tempo. A limitação dos pesos também evita o surgimento de distorções não-lineares na fonte secundária.

O “leak” é aplicado no algoritmo LMS como uma constante que multiplica o valor dos pesos instantâneos de $w(n)$ dada por:

$$v = 1 - \mu\gamma$$

onde valor de γ é definido experimentalmente de tal forma que seja satisfeita a seguinte condição:

$$|v| \leq 1$$

A cada passo da adaptação do filtro, o valor dos pesos do filtro $w(n)$ são reduzidos de uma dada porcentagem devido ao “leak”. O resultado da inserção desta constante (v) modifica o algoritmo ilustrado pela equação 2.9 resultando em:

$$w(n+1) = vw(n) + \frac{\mu}{\alpha + \|x'(n)\|^2} x'(n)e(n)$$

Os resultados aqui ilustrados foram extraídos da obra de Kuo e Morgan (1996), que fornece

maiores detalhes sobre este assunto.

2.4 Aplicando o Filtered-X LMS 1x1x1 no Sistema de Dutos

O algoritmo de controle da equação (2.9) será aplicado no sistema representado pela Figura 2.1, onde haverá a entrada de um distúrbio primário na primeira cavidade e de um sinal de controle na segunda cavidade. O sinal do erro será a pressão sonora da primeira cavidade. O objetivo do controlador será minimizar o sinal de erro considerado. Como a atuação é feita numa cavidade e o controle na outra (não colocado) não há garantia de controle da pressão sonora dentro da segunda cavidade.

Devido à formulação do controlador Filtered-X LMS, ele deve trabalhar com modelos de estado em tempo discreto. Na discretização, deve ser observado o critério de Nyquist, para evitar o problema causado pelo rebatimento de frequências quando a seleção do tempo de amostragem não for correta. A frequência de amostragem deve ser de no mínimo o dobro da maior frequência trabalhada pelo problema. Conseqüentemente, o tempo de amostragem mínimo é o inverso da mínima frequência de amostragem.

O algoritmo necessita da filtragem do sinal de referência pela função de transferência entre o atuador de controle e o sensor de erro, que pode ser facilmente obtida do modelo de estado do sistema em questão. Como o atuador de controle está localizado na cavidade 2, ele está na segunda entrada do sistema e o sensor de erro está realizando a medida na primeira cavidade, ou seja, na primeira saída da planta. Segundo a dedução do modelo de estados, a matriz $[B]$ traz informações sobre os fatores multiplicadores das entradas do sistema organizadas em colunas e a matriz $[C]$ traz os fatores multiplicadores das saídas do sistema organizados em linhas. Para a elaboração de um bloco de filtro, utilizamos a matriz $[A]$ sem alterações, apenas a coluna de $[B]$ referente à entrada desejada, neste caso a coluna 2 e apenas a linha de $[C]$ referente à saída onde serão realizadas as medições que, para esta implementação, é representada pela primeira linha.

Para a implementação do controle nos dutos, serão utilizados filtros *FIR* de 32 pesos dentro de cada controlador LMS, independentemente da configuração de suas entradas e saídas. O valor de μ normalizado também será padronizado para todos os exemplos e igualado a 0.001. A escolha deste valor teve como base a observação das simulações, de modo que o controle se apresentasse estável por todo o tempo em que a simulação estivesse sendo executada e que fosse possível observar a adaptação do controlador, a fim de ilustrar o trabalho e os conceitos aqui apresentados. Valores

pouco maiores do que este fariam com que a redução do erro produzido pela excitação harmônica fosse rápida demais, sendo mal representada nos gráficos traçados.

Os gráficos das curvas de resposta em frequência com e sem a ação do controlador para um distúrbio aleatório podem ser vistos na Figura 2.5.

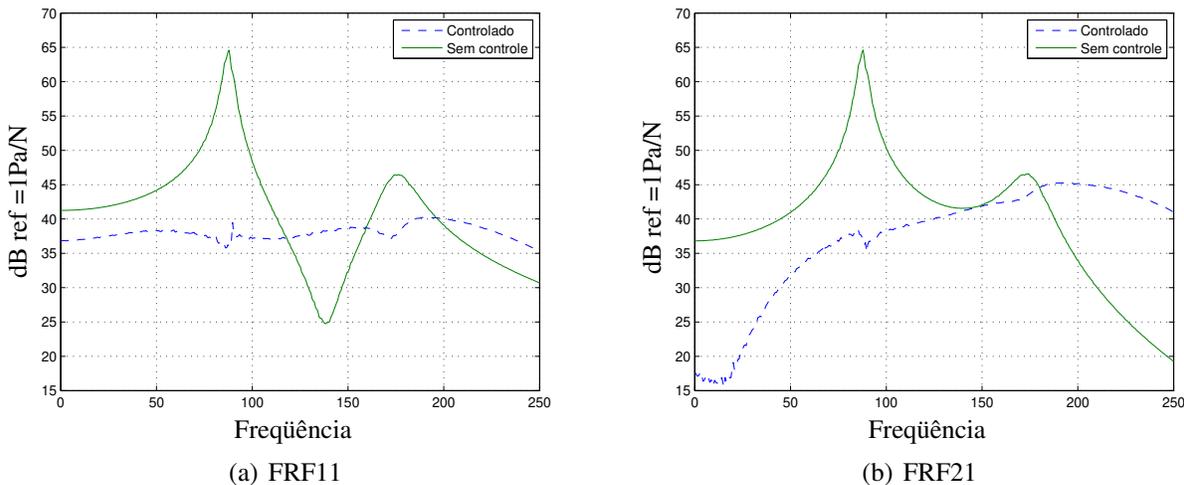


Figura 2.5: Curvas de resposta em frequência da aplicação do LMS 1x1x1 no sistema de dutos com distúrbio aleatório.

Na Figura 2.6 está a coerência destas FRFs estimadas.

Nos gráficos 2.7 estão as saídas em pressão sonora em função do tempo de cada uma das cavidades para um distúrbio harmônico de 100Hz. Os controladores preditivos têm um desempenho melhor no controle de distúrbios harmônicos e, como é esperado, a pressão sonora se aproxima de zero na primeira cavidade e é pouco atenuada na segunda cavidade.

2.5 O Filtered-X LMS 1x1x2

O acréscimo de mais um sinal de erro no algoritmo de controle no problema de dutos discutido fará com que o controlador atue na minimização do sinal de erro presente nas duas cavidades simultaneamente. No algoritmo adaptativo, o sinal que regularia o ganho dos filtros passaria a ser baseado em uma somatória dos erros médios quadráticos. Utilizando este conceito, é possível a inclusão de infinitos sinais de erro no controlador LMS.

É importante observar que ao adicionar um novo sinal de erro na parte adaptativa do controlador, uma filtragem a mais do sinal de referência é exigida, pois existe mais de uma função de transferência entre o atuador de controle e os sinais de erro medidos. Esta alteração no controlador

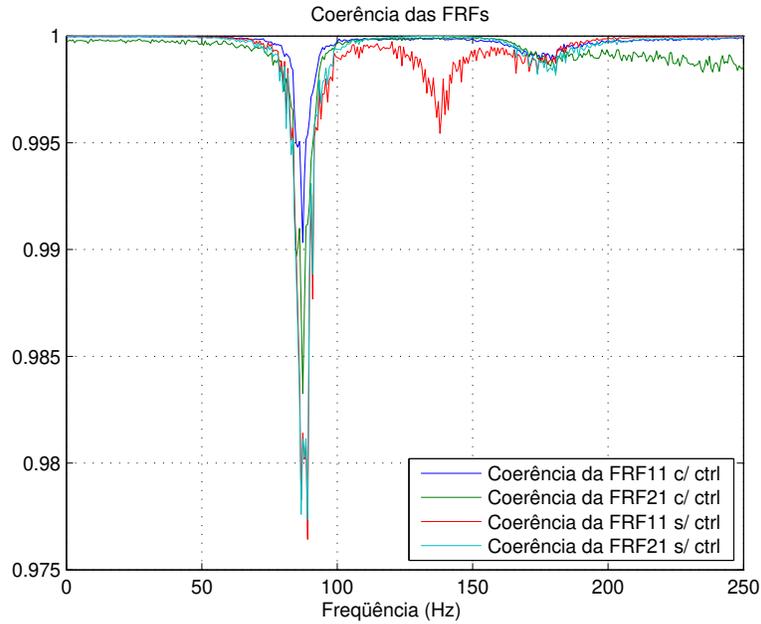


Figura 2.6: Coerências das FRFs estimadas na Figura 2.5.

mudaria a parte “adaptativa” do controlador ilustrado na Figura 2.4 de acordo com a Figura 2.8.

Esta configuração do controlador não garante que a pressão sonora nas duas cavidades do problema estudado, quando controladas, tenda a zero, mesmo quando o sistema é perturbado por um distúrbio harmônico. Os gráficos da Figura 2.9 ilustram esta afirmação, mostrando o resultado da aplicação de um distúrbio harmônico na frequência de 100Hz .

Comparando o resultado dos controladores $1 \times 1 \times 1$ e $1 \times 1 \times 2$ trabalhando nas mesmas condições, é observada a redução da pressão sonora na cavidade 2 pelo controle com dois sensores de erro, independentemente do sinal de distúrbio, e o desempenho superior do controle $1 \times 1 \times 1$ na redução da pressão sonora da cavidade 1 quando a excitação é harmônica. Quando a excitação é aleatória, a performance dos dois controladores são equivalentes no controle da primeira cavidade.

2.6 O Filtered-X LMS com Múltiplos Canais

Nesta seção será abordada a aplicação de um controlador Filtered-X LMS com múltiplos sinais de referência, de controle e de erro. Para esta finalidade, uma nova planta acústica será formulada numericamente, de maneira análoga à derivação do duto com duas cavidades.

A dedução do controlador com múltiplos canais consiste basicamente na implementação de

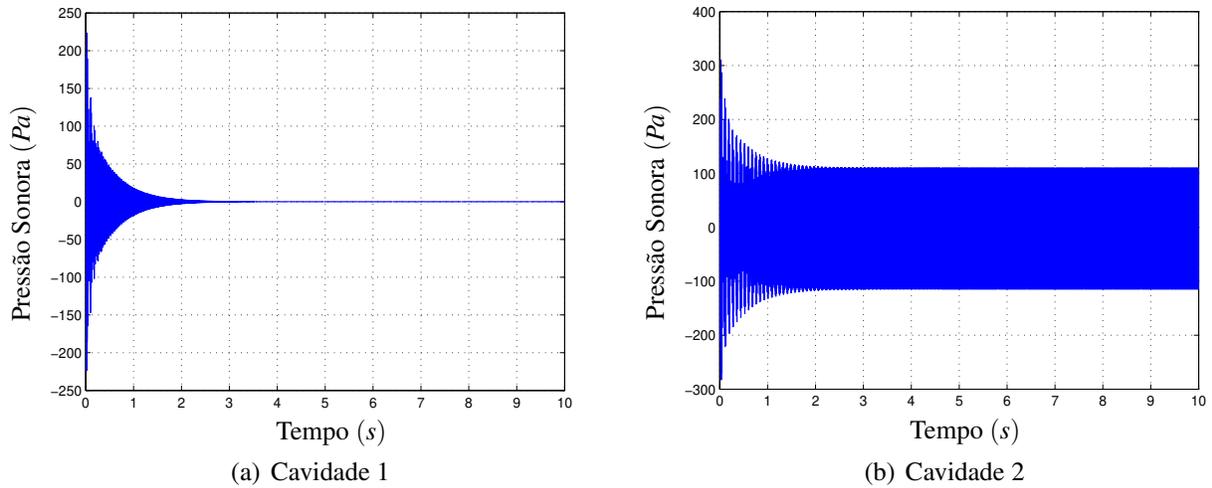


Figura 2.7: Pressão em função do tempo dentro das cavidades com o Filtered-X LMS 1x1x1.

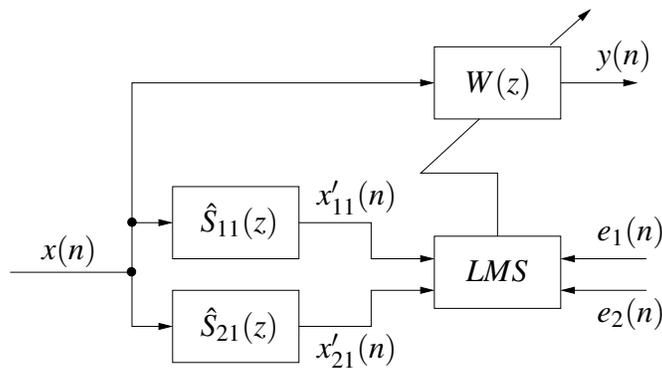


Figura 2.8: Diagrama de blocos da filtragem adaptativa do controlador Filtered-X LMS na configuração 1x1x2.

vários controladores adaptativos com o número de sinais de erro desejado atuando em paralelo. A construção de um controlador Filtered-X LMS 2x2x2 pode ser baseada no controlador Filtered-X LMS 1x1x2. Para simplificar esta explicação, primeiramente será deduzida a planta onde o controlador 2x2x2 irá trabalhar.

Novamente, a planta será um sistema de dutos, agora com quatro cavidades, de acordo com a Figura 2.10.

O problema é numericamente similar ao do sistema de dutos de 2 cavidades e pode ser resolvido de maneira análoga, sendo necessário apenas acrescentar 2 cavidades, uma entrada e uma saída.

Neste novo sistema, nas cavidades mais próximas das laterais entrarão os sinais de distúrbio 1 e 2 e os sinais dos atuadores de controle 1 e 2, de modo que cada cavidade possua um sinal

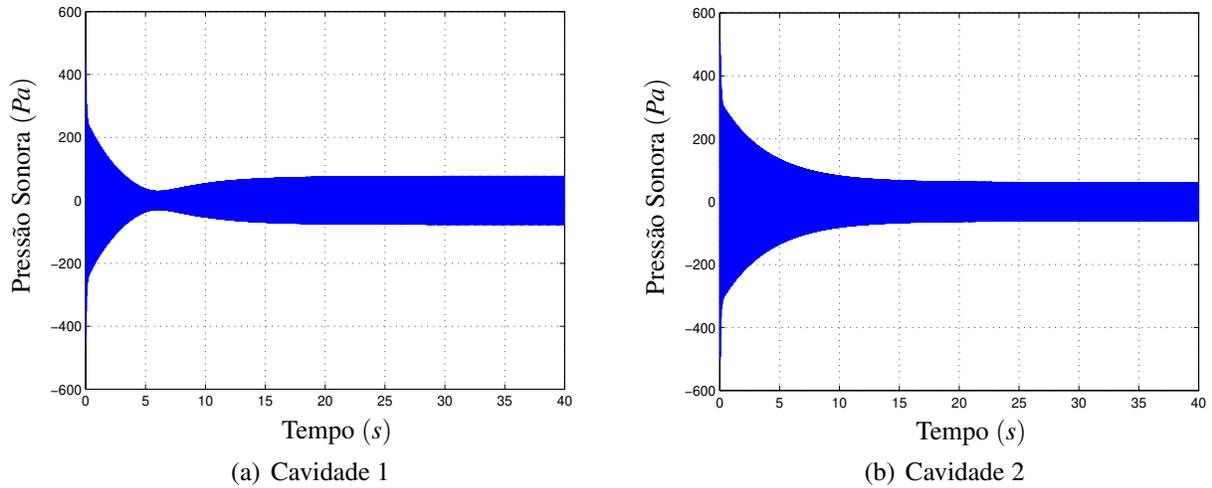


Figura 2.9: Pressão em função do tempo dentro das cavidades com o Filtered-X LMS 1x1x2.

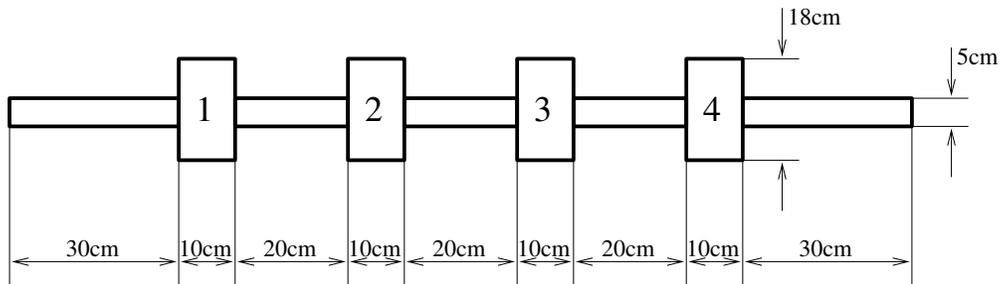


Figura 2.10: Novo arranjo de dutos para a aplicação do controlador LMS 2x2x2.

de controle e um sinal de distúrbio. As duas cavidades centrais fornecerão os sinais de erro para o controlador adaptativo, ou seja, serão nestas cavidades que o controlador irá reduzir a pressão sonora.

Para controlar o distúrbio 1, pode-se utilizar os atuadores de controle 1 e 2. Para cada um destes atuadores, um controlador Filtered-X LMS é formulado e são ligados em paralelo. Ambos trabalham com o mesmo sinal de referência, os mesmos sinais de erro, diferindo apenas na posição dos atuadores. Obviamente, a filtragem do sinal de distúrbio para os dois controladores é diferente, pois as funções de transferência entre os atuadores de controle e as saídas da planta são distintas.

No controle do distúrbio 2 a abordagem é idêntica à do distúrbio 1. O diagrama de blocos da parte adaptativa do controlador 2x2x2 é apresentado na Figura 2.11, onde é possível visualizar quatro conjuntos blocos adaptativos utilizados nos controladores 1x1x2 trabalhando em paralelo e em grupos de 2.

Assim como nas implementações do controlador LMS no sistema de dutos anteriormente

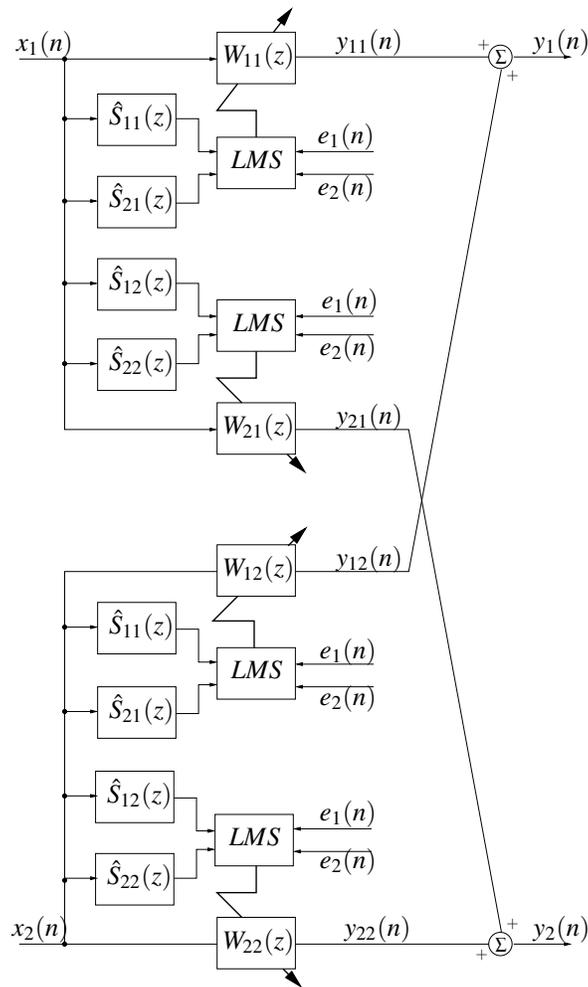


Figura 2.11: Diagrama de blocos do controlador Filtered-X LMS 2x2x2.

citadas, as estimativas da função de transferência entre o atuador de controle e o sensor de erro (\hat{S}) utilizadas não foram identificadas ou estimadas. A filtragem do distúrbio exógeno foi realizada pela cópia da função de transferência entre o atuador secundário e o sensor de erro da própria planta deduzida para a aplicação deste controlador. O objetivo destas implementações não estava na verificação da funcionalidade do algoritmo de controle Filtered-X LMS e sim no estudo de sua aplicação em um sistema.

O Desempenho do Controlador Filtered-X LMS 2x2x2

O controlador *feedforward* (ou preditivo) normalmente apresenta resultados excelentes no controle de distúrbios harmônicos, conforme já citado. Curiosamente, esta afirmação não foi verificada no sistema de dutos com quatro cavidades com o controlador de múltiplos canais. Quando dois

distúrbios harmônicos distintos são aplicados a cada uma das entradas do sistema, a estabilidade do controlador é afetada. Tal fato não ocorre quando os dois distúrbios são aleatórios e distintos ou aleatórios e idênticos.

A instabilidade do controlador ocorre nos blocos $W12$ e $W21$ da Figura 2.11, que deveriam controlar o distúrbio 1 com o atuador de controle 2 e o distúrbio 2 com o atuador de controle 1. Igualando o valor de μ a zero nestes dois blocos, o que representa a eliminação das respectivas filtragens e sinais de controle, a redução da pressão sonora resultante ocorre da maneira esperada para o sinal harmônico. Para o sinal aleatório, o desempenho ótimo do controlador somente é obtido com o funcionamento dos quatro blocos ($W11$, $W12$, $W21$ e $W22$).

Não houve uma busca pela causa deste comportamento inesperado do controlador Filtered-X LMS 2×2 , o que fugiria do objetivo deste estudo. De qualquer forma, foi comparada a eficiência do controlador LMS 2×2 com os blocos $W12$ e $W21$ e sem estes blocos no controle do distúrbio aleatório, para verificar se o problema de estabilidade se restringe ao distúrbio harmônico. O gráfico 2.12 apresenta as curvas de resposta em frequência da câmara dois com os distúrbios entrando independentemente nas câmaras um e quatro no sistema de dutos, a fim de testar o desempenho dos dois tipos de controladores. Uma atenuação maior é obtida com o controlador que utiliza os filtros $W12$ e $W21$.

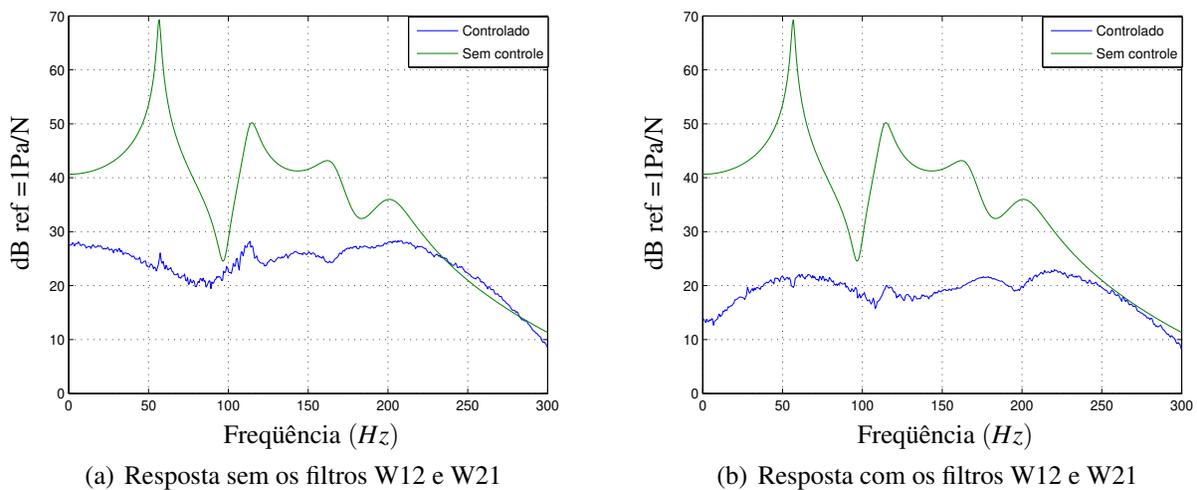


Figura 2.12: Verificação da funcionalidade dos filtros $W12$ e $W21$ no controle do distúrbio aleatório no sistema de dutos com quatro cavidades.

Como se trata de um controle adaptativo, a coerência da curva de resposta em frequência para o sistema controlado apresenta-se abaixo do valor unitário devido à não linearidade do sistema, que varia em função do tempo. Outro fator que influenciou na queda da coerência foi a interferência da segunda fonte de distúrbio no sinal obtido na cavidade dois. Para minimizar a influência da

adaptação do controlador na resposta, os dados utilizados para a elaboração do gráfico são retirados após 200s de simulação. O longo período de espera antes da coleta de dados permite que a maior parte da adaptação dos filtros para o controle do ruído aleatório ocorra, logo, a variação do sistema será reduzida no período de posterior.

A ação do controlador adaptativo é exponencial em relação ao tempo, como pode ser observado no gráfico 2.13 que trata da aplicação do controlador LMS 2x2x2. Para a construção deste gráfico, dois sinais harmônicos distintos, um de 100Hz e o outro de 152Hz foram aplicados a cada uma das entradas da planta, o valor de μ utilizado foi de 0.01.

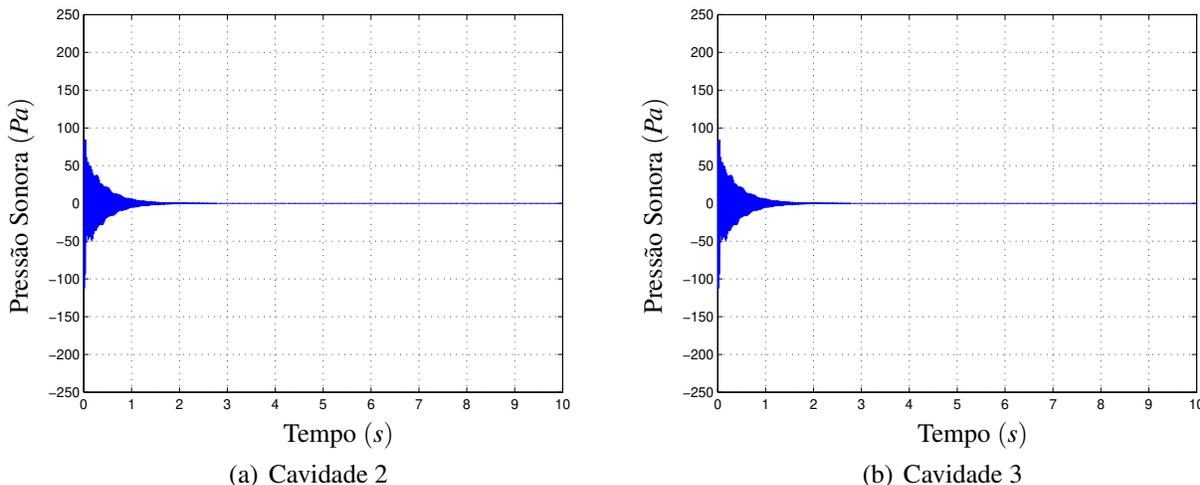
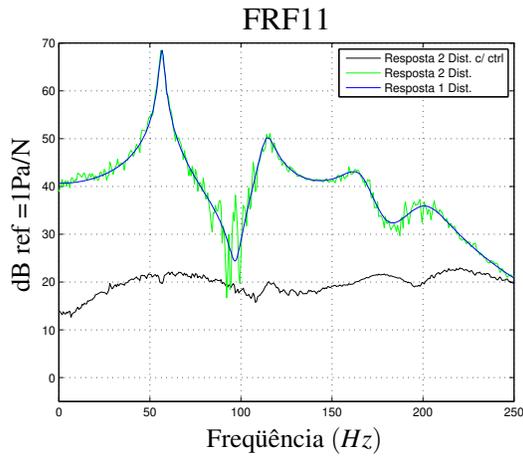


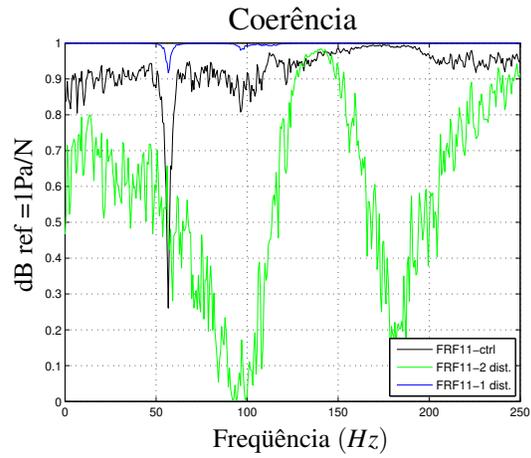
Figura 2.13: Pressão em função do tempo dentro das cavidades onde estão alocados os sensores de pressão sonora com a aplicação do controlador Filtered-X LMS 2x2x2.

Para ilustrar a influência de todos estes fatores, a Figura 2.14 mostra a resposta em frequência entre a resposta em pressão sonora na cavidade dois e uma fonte de distúrbio (entrada) aplicada na cavidade um. Três curvas são traçadas na Figura 2.14(a): as FRFs sem controle com e sem a presença do distúrbio na cavidade 4 e a FRF com o controle atuando. Na Figura 2.14(b) são traçadas as respectivas curvas de coerência. Nota-se que, como esperado, sem controle a coerência para a FRF sem a presença do segundo distúrbio é muito maior que com a presença deste e a respectiva curva de amplitudes é mais ruidosa. Nota-se também que a coerência do sistema controlado é maior do que a do sistema não controlado com duas fontes de distúrbio. Isto ocorre porque o controlador atua nos dois ruídos aleatórios aplicados à planta, reduzindo mais a contribuição da perturbação na cavidade quatro do que a contribuição do distúrbio na cavidade um. Isto pode ser confirmado pela baixa coerência mostrada na Figura 2.16(b).

As demais curvas de resposta deste sistema podem ser observadas nas Figuras 2.14, 2.15 e 2.16:

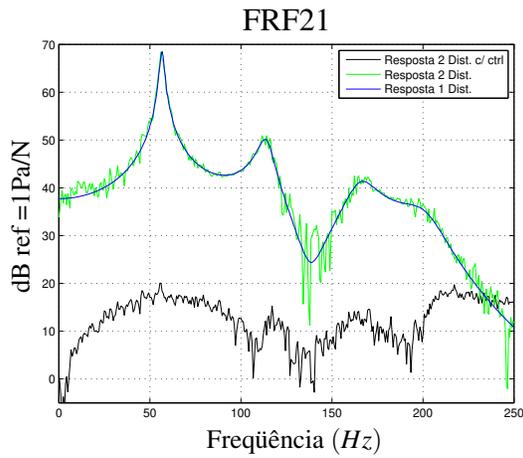


(a) Funções de resposta em frequência da cavidade dois, com distúrbio aplicado na cavidade um e nas cavidades um e quatro simultaneamente.

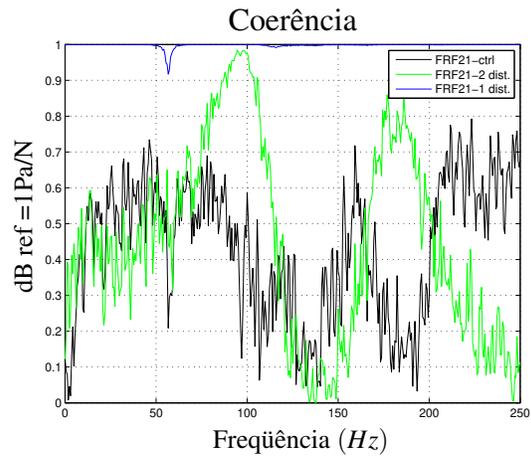


(b) Coerência das FRFs calculadas.

Figura 2.14: Verificação da interferência do sinal da fonte de distúrbio dois na curva FRF11.

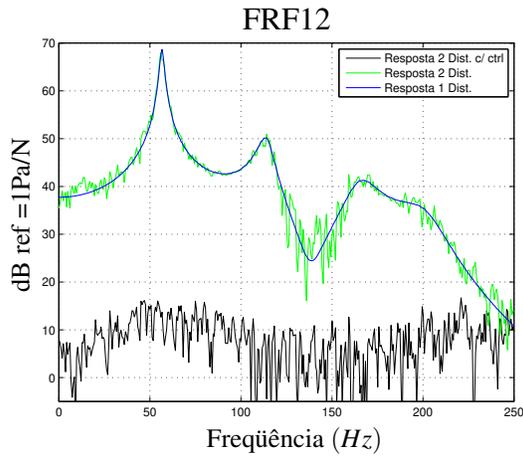


(a) Funções de resposta em frequência da cavidade três, com distúrbio aplicado na cavidade um e nas cavidades um e quatro simultaneamente.

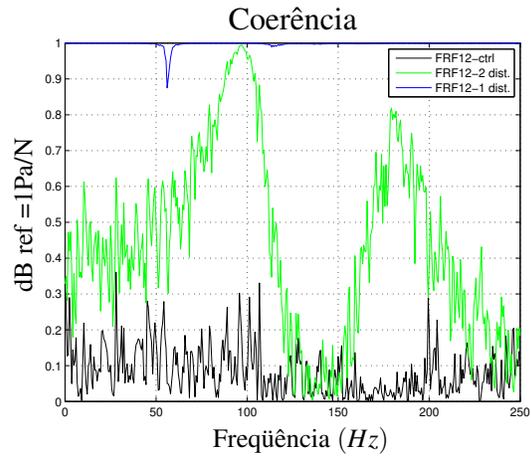


(b) Coerência das FRFs calculadas.

Figura 2.15: Verificação da interferência do sinal da fonte de distúrbio dois na curva FRF21.

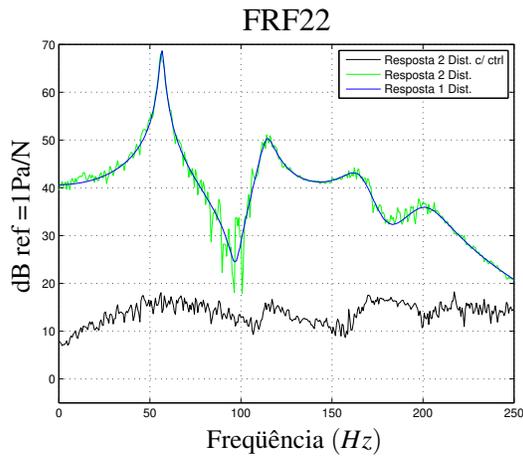


(a) Funções de resposta em frequência da cavidade dois, com distúrbio aplicado na cavidade quatro e nas cavidades um e quatro simultaneamente.

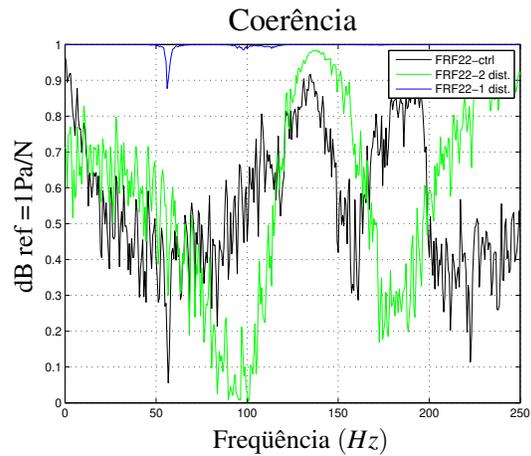


(b) Coerência das FRFs calculadas.

Figura 2.16: Verificação da interferência do sinal da fonte de distúrbio dois na curva FRF12.



(a) Funções de resposta em frequência da cavidade três, com distúrbio aplicado na cavidade quatro e nas cavidades um e quatro simultaneamente.



(b) Coerência das FRFs calculadas.

Figura 2.17: Verificação da interferência do sinal da fonte de distúrbio dois na curva FRF22.

Capítulo 3

Experimento com a Placa

O arranjo experimental para a verificação das estratégias de controle ativo via atuação estrutural com a finalidade de aumentar a perda de transmissão sonora consiste em uma placa de LEXAN fixada pelas laterais a uma placa de madeira por uma moldura de aço e parafusos passantes. Os detalhes da fixação da placa estão presentes na Figura 3.1. A escolha pelo material que compõe a placa foi baseada nos seguintes critérios:

- O LEXAN apresenta algum amortecimento interno, o que facilita a aplicação do controle de vibração em comparação a uma placa de mesmas dimensões composta por material metálico.
- As medições do ruído transmitido pela placa seriam realizadas em uma câmara semi-aneecóica, e não na sala onde estão instalados os equipamentos eletrônicos. Para a verificação do posicionamento dos sensores de medição, a escolha de uma placa transparente tornaria a tarefa mais simples, dispensando as constantes verificações dentro da câmara.

O objetivo do experimento é a análise comparativa das metodologias *feedback* e *feedforward* no controle ativo de ruídos via atuação estrutural, onde o aumento da perda de transmissão sonora da uma placa se dá pela ação dos controladores.

Para a inserção de um distúrbio, uma fonte primária deveria criar um campo acústico grande o suficiente para incidir com pressão uniforme ao longo da superfície da placa. Tendo em vista as dificuldades para se obter tal fonte, um shaker foi usado para excitar a placa em um ponto único. Este ponto foi escolhido de modo a evitar coincidência com as linhas de simetria da placa, evitando seus pontos nodais, o que poderia comprometer a excitação de alguns modos.

Para a ação de controle, uma fonte secundária (ou atuador) também foi inserida no sistema. O atuador escolhido para integrar o conjunto consiste em uma placa com cerâmica piezelétrica

composta por *Titanato Zirconato de Chumbo*, comumente denominado por PZT, que produz um momento em um ponto da placa quando submetido a uma diferença de potencial em seus terminais elétricos. O posicionamento desta película seguiu o mesmo critério do posicionamento da fonte primária, evitando pontos nodais para garantir uma boa controlabilidade da placa em todos os modos.

Para a metodologia *feedback* foi utilizado no experimento o controlador ótimo \mathcal{H}_2 . Esta estratégia tem sido aplicada nos últimos anos no controle de vibração estrutural, onde sua atuação provoca um aumento do amortecimento da estrutura reduzindo conseqüentemente a resposta da planta controlada em seus picos de ressonância. A teoria do controle ótimo \mathcal{H}_2 não será apresentada de forma detalhada neste trabalho pois no experimento de controle ativo de ruídos realizado e descrito neste trabalho, apenas a implementação do controlador e a aquisição das respostas foram efetuados. No entanto, o projeto deste controlador está brevemente apresentado no Apêndice A.

Para a metodologia de controle *feedforward* foi utilizado o controlador Filtered-X LMS $1 \times 1 \times 1$, apresentado no capítulo 2.

As metodologias requerem um sinal de saída da planta, no caso do controlador \mathcal{H}_2 este sinal será utilizado na elaboração do sinal de controle e no controlador Filtered-X LMS esta saída será utilizada para o ajuste dos pesos dos filtros. O sinal utilizado com tais finalidades foi a pressão sonora medida por um microfone colocado a 2cm de distância da placa e centralizado em relação às laterais desta. Para medir o desempenho dos dois algoritmos de controle, um segundo microfone foi posicionado a uma distância de 30cm da placa, também centralizado.

3.1 A Identificação da Placa

Para o cálculo dos controladores, é necessário estimar um modelo de estado da planta em questão. Esta estimação é feita com base nas funções de resposta em frequência da placa, obtidas com o auxílio de um analisador de espectros da Hewlett Packet (mod. HP35650, com o pacote de *software* HP3566A). O procedimento de medição consistiu na injeção de um ruído branco, com a banda de frequências limitada por um filtro analógico passa-baixa ajustado para cortar as frequências superiores a 2kHz , em um amplificador que enviava o sinal ao atuador (primário ou secundário) do qual se desejava obter a resposta em frequência.

Para traçar as FRFs, foram utilizados como saídas da planta os sinais obtidos pelos microfones posicionados dentro da câmara semi-anecóica. A faixa de frequência medida pelos micro-

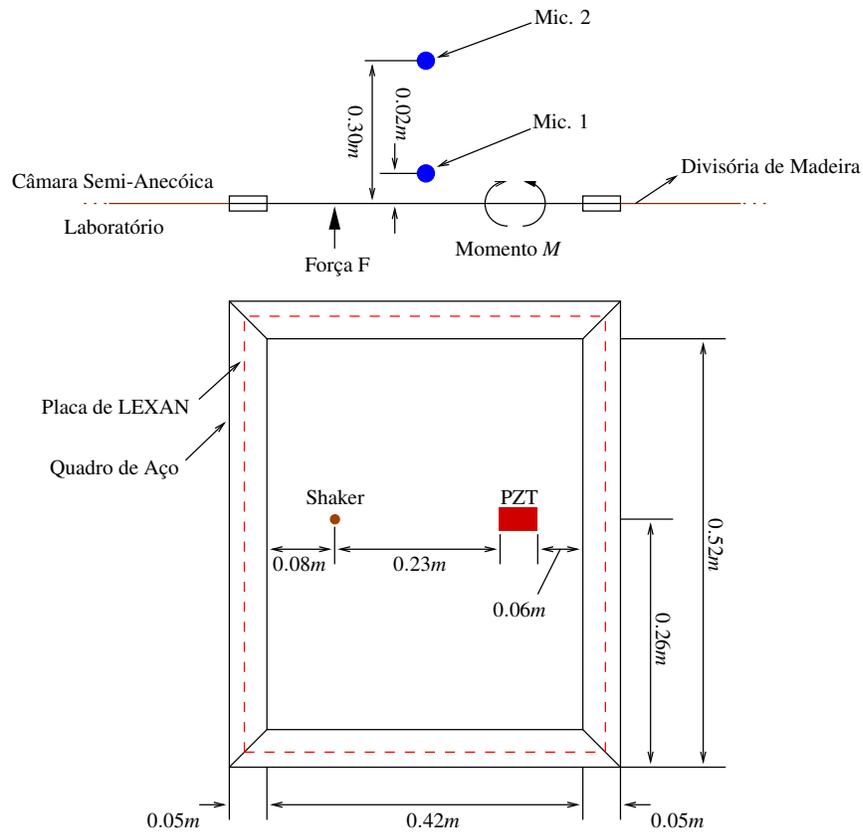


Figura 3.1: Esquema de montagem da placa.

fonos estavam limitadas por um filtro passa-baixa interno ao condicionador de sinal com ajuste de frequência de corte em $1kHz$.

A limitação nas frequências de excitação e resposta se deve ao objetivo do controlador, que é controlar as baixas frequências, ou seja, as frequências abaixo de $1,2kHz$. A resposta do microfone foi limitada porque a leitura de sinais acima desta faixa para a qual os controladores foram projetados poderia instabilizar o sistema. Este efeito é conhecido como *spill-over*.

Para a formulação e aplicação dos controladores é necessário que se calcule um sistema estimado em que a resposta em uma dada faixa de frequência se aproxime o máximo possível da resposta da planta real. Esta condição poderia ser garantida se a repetição das medições das curvas de resposta em frequência da placa, que serão utilizadas no cálculo da estimativa do sistema, não apresentasse variações em suas respostas medidas. Assim, a aproximação das respostas dos sistemas estimado e real seria um problema apenas numérico.

Entretanto, durante a repetição das medições das respostas, foi detectada a variação dos resultados obtidos, o que era mais perceptível nas comparações de medidas realizadas em dias diferen-

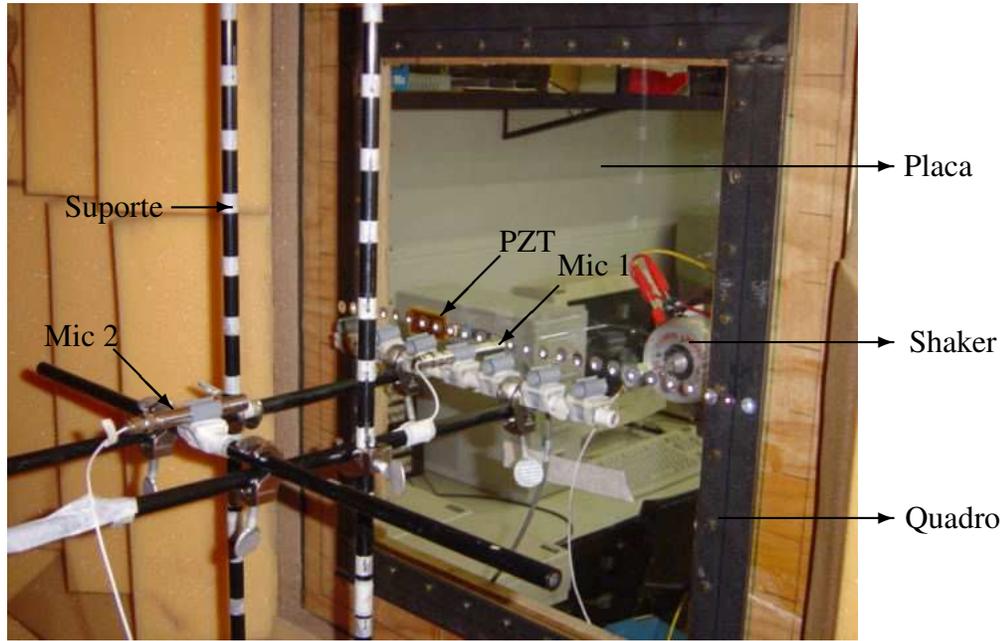


Figura 3.2: Foto do experimento, visto de dentro da câmara semi-aneecóica.

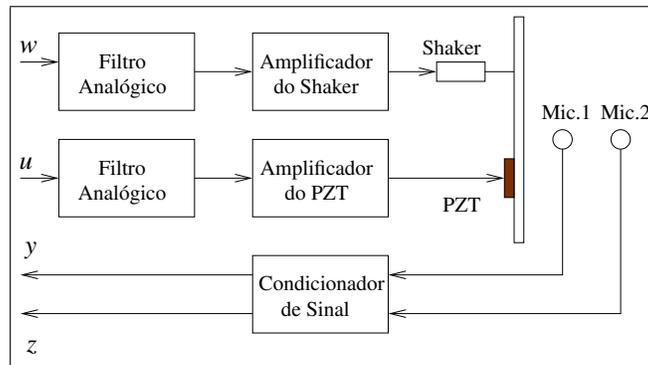


Figura 3.3: Diagrama de blocos da configuração experimental.

tes, embora o cálculo da coerência das respectivas FRFs apresentassem valores sempre próximos da unidade. Analisando-se os dados das condições ambientais durante as medições, a única variável que apresentava uma oscilação considerável era a temperatura ambiente.

Para a constatação da influência da temperatura e a minimização do seu efeito no experimento, foi adquirido um termômetro digital ICEL (mod. IC400) para o monitoramento preciso da temperatura. Este termômetro apresenta dois sensores, que podem trabalhar simultaneamente, informando a temperatura em dois pontos distintos. Aproveitando-se desta característica, um sensor foi instalado no interior da câmara semi-aneecóica e o segundo foi instalado do lado externo.

A primeira medida com o monitoramento da temperatura foi utilizada como base para as

medições seguintes. O objetivo era a repetição das FRFs da placa. Em um segundo instante, a temperatura foi levada aos extremos permitidos pelo sistema de ar-condicionado do laboratório, para a verificação da variação do comportamento das curvas de resposta.

Nas Figuras 3.4 e 3.5 estão as curvas de resposta em frequência da placa quando excitada pelo shaker e a pressão sonora resultante medida pelo microfone 1. Embora nenhum estudo mais detalhado tenha sido desenvolvido para analisar a causa desta variação de resposta, acredita-se que o aumento da temperatura diminui as frequências de ressonância da placa.

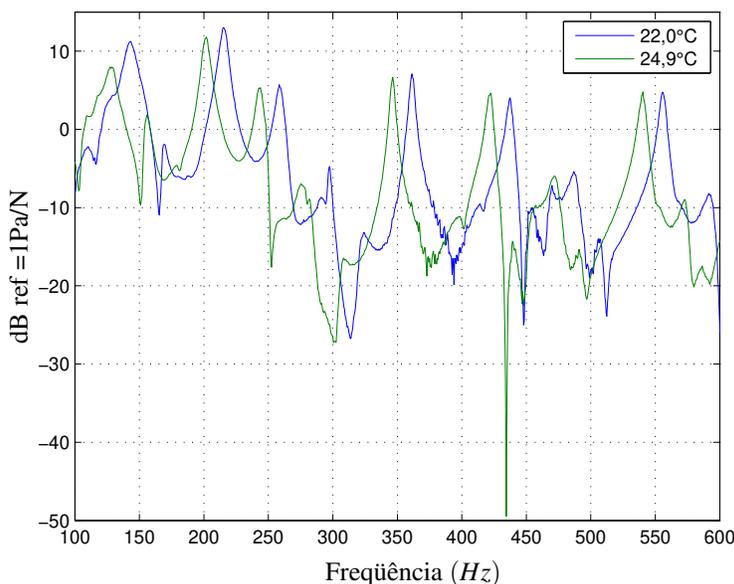


Figura 3.4: FRFs medidas com temperaturas diferentes.

Comprovada a influência da temperatura, uma condição padrão foi adotada para a realização dos experimentos. Dentro da câmara semi-aneecóica, convencionou-se as temperaturas $22,8 \pm 0,2^{\circ}C$ do lado interno e a temperatura de $23,4 \pm 0,2^{\circ}C$ no lado externo como padrões. O controle da temperatura dentro desta faixa se dava pela operação manual de um sistema de ar condicionado, onde, após a execução dos ajustes necessários, era aguardada a estabilização da temperatura através da observação do termômetro.

Os valores da temperatura definidos como padrão foram baseados nas condições ambientais no momento da medida utilizada como referência, com o objetivo de garantir a repetibilidade, conforme a Figura 3.6, onde estão sobrepostas as curvas traçadas em dez medições realizadas em diferentes horários e dias.

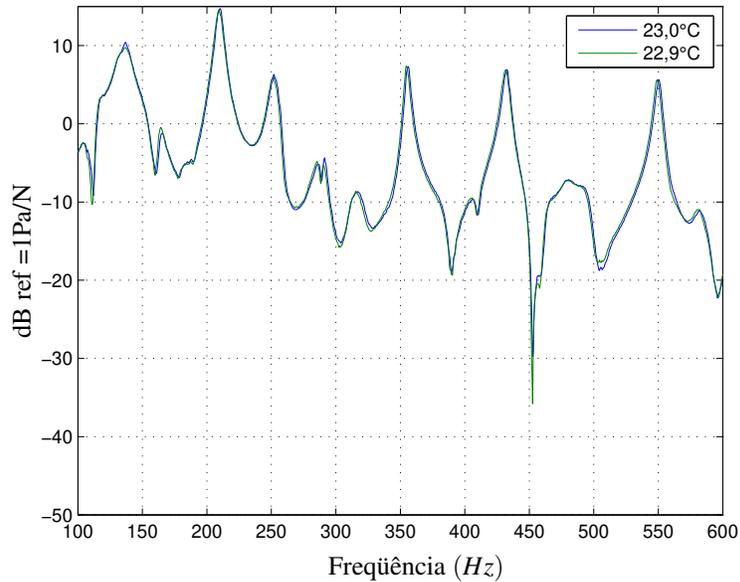


Figura 3.5: FRFs medidos com as temperaturas próximas.

3.1.1 A Identificação

Uma vez obtidas as curvas de resposta em frequência, a faixa de frequência onde o atuador irá trabalhar pode ser escolhida. Esta faixa deve apresentar a peculiaridade de ter uma resposta do atuador de controle mais forte ou no mínimo igual à resposta do atuador primário. Tal característica garantirá a boa controlabilidade da planta.

Com base nos gráficos da resposta em frequência dos atuadores mostrados nas Figuras 3.7 e 3.8 a faixa de frequência selecionada foi de 240 – 570Hz. O próximo passo é a utilização de um algoritmo de identificação para obter um modelo de estado estimado do sistema que originou as curvas.

Para a viabilização deste trabalho, os controladores foram implementados com sistemas identificados por metodologias distintas devido a limitações nos recursos disponibilizados pela placa de controle digital utilizada. Tal fato, impede comparação rigorosa entre os resultados obtidos com os diferentes controladores. Contudo, como se trata do mesmo sistema físico real para as duas metodologias, uma comparação de caráter ilustrativo e qualitativo será apresentada.

O algoritmo utilizado na estimação da planta para o projeto do controlador \mathcal{H}_2 foi baseado no método *subspace identification*, implementado no *toolbox* de identificação do MATLAB. Como esta identificação será utilizada para o cálculo do controlador \mathcal{H}_2 , será necessária a estimativa do sistema completo, com as suas duas entradas (distúrbio e controle) e suas duas saídas (microfone

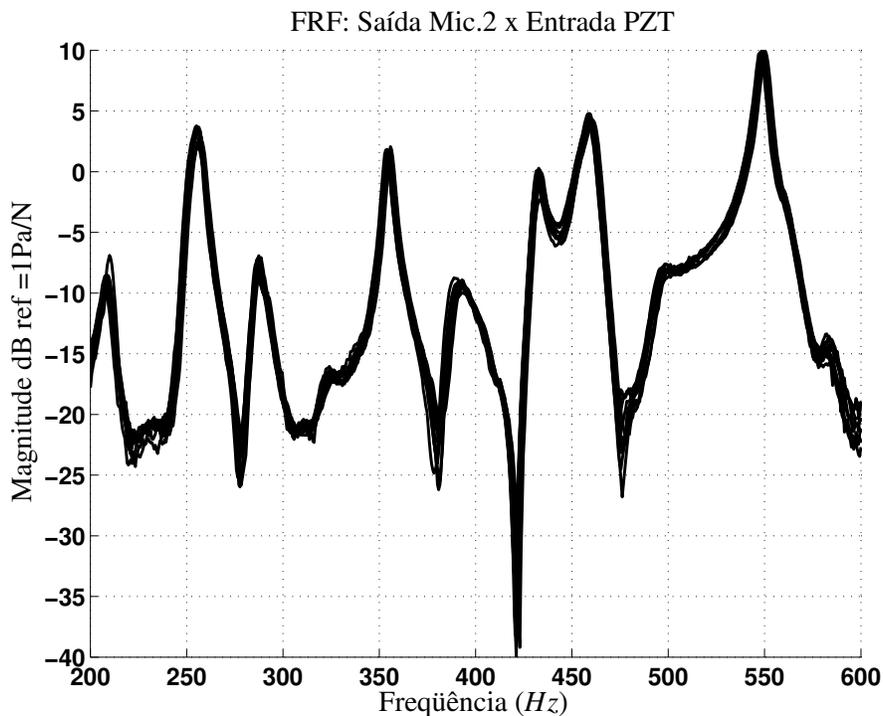


Figura 3.6: Verificação da repetibilidade das medidas.

1, de realimentação e microfone 2 de desempenho).

A Figura 3.9 apresenta a comparação da função de resposta em frequência dos sistemas estimado e real. A ordem do sistema estimado pelo método *Subspace Identification* foi 15, e a faixa de frequência da resposta da planta medida utilizada nesta identificação foi de 240 – 570Hz.

Este modelo estimado de ordem 15 não funcionou para o controlador Filtered-X LMS devido à limitada capacidade de processamento da placa de aquisição utilizada no experimento. Uma nova identificação utilizando o algoritmo ERA (*Eigensystem Realization Algorithm*) (JUANG; PAPPA, 1977) foi feita com um programa desenvolvido no DMC/UNICAMP. Para se reduzir a ordem do modelo estimado, alguns pólos da planta foram removidos neste método, reduzindo a semelhança entre a resposta em frequência do modelo estimado e a resposta do modelo medida em tempo real, mas preservando as frequências de ressonância do modelo estimado dentro da faixa selecionada. O modelo de estados estimado com este algoritmo tem ordem 14.

Vale ressaltar que o modelo de estado estimado com o *Subspace Identification* apresenta duas entradas e duas saídas (*MIMO*). Como o algoritmo LMS exige apenas a função de transferência entre o atuador de controle e o sensor de erro o modelo de estado estimado pelo ERA apresentava apenas uma entrada e uma saída (*SISO*). Este sistema estimado pelo ERA foi utilizado para a

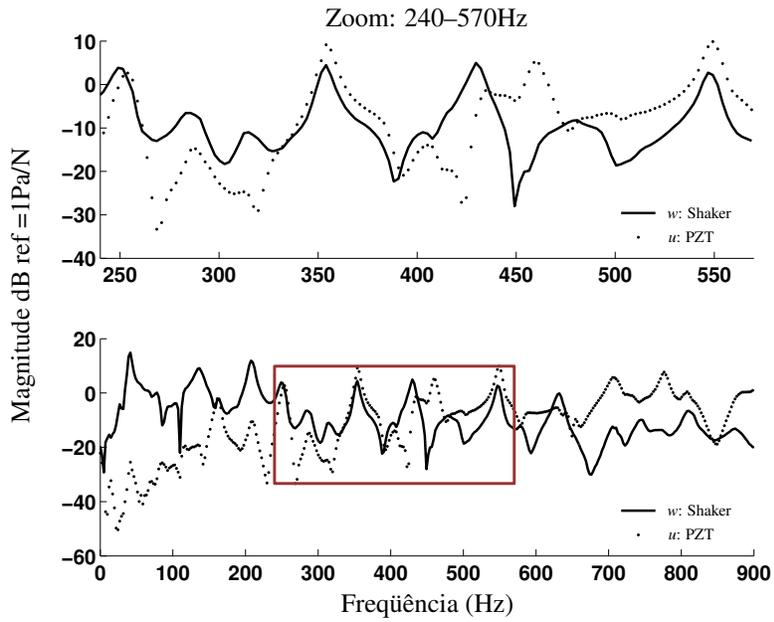


Figura 3.7: FRFs medidas experimentalmente com o microfone 1.

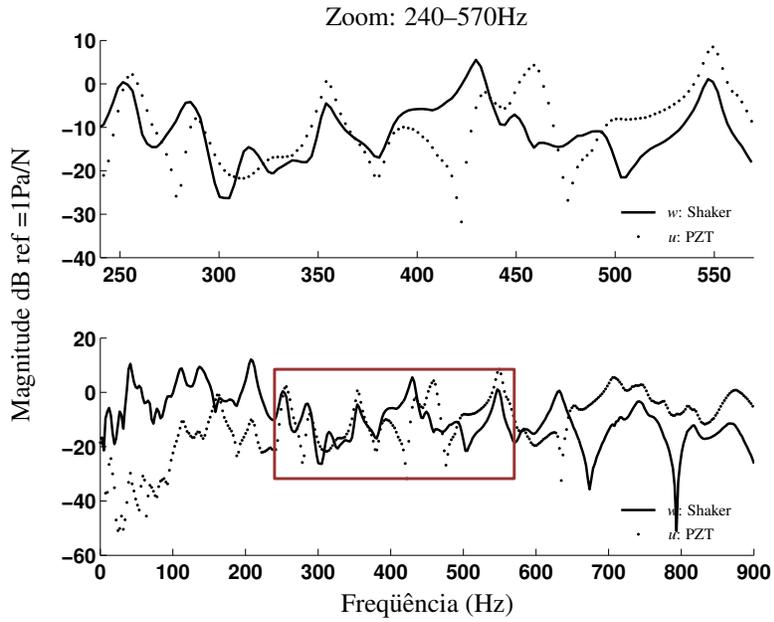


Figura 3.8: FRFs medidas experimentalmente com o microfone 2.

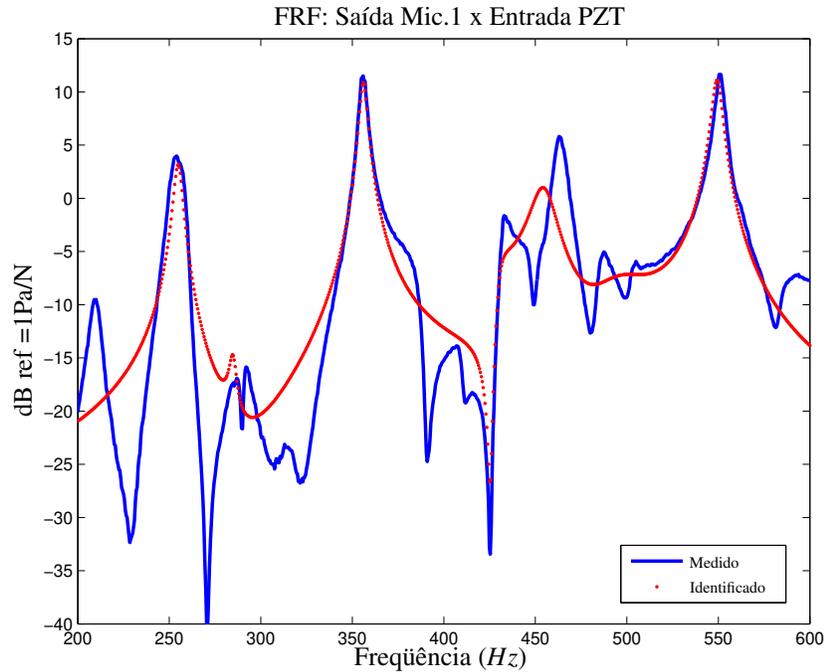


Figura 3.9: Comparação entre as FRFs dos sistemas medido e identificado pelo método *Subspace Identification*.

filtragem do distúrbio exógeno no algoritmo LMS, ou seja, nos diagramas de blocos do controlador LMS este sistema estimado foi representado por \hat{S} .

Pela comparação dos resultados obtidos com a utilização das duas metodologias de identificação, o método ERA criou um sistema com resposta em frequência mais semelhante com a resposta do sistema real do que o algoritmo de identificação do *Subspace Identification*, ainda com a vantagem de ter a ordem das matrizes que compõe o modelo de estado menor, o que reduz o consumo do processamento do sistema de controle.

Não foi possível a utilização do sistema estimado com o ERA no cálculo de um novo controlador \mathcal{H}_2 em virtude do início das obras de uma reforma no laboratório de Vibroacústica.

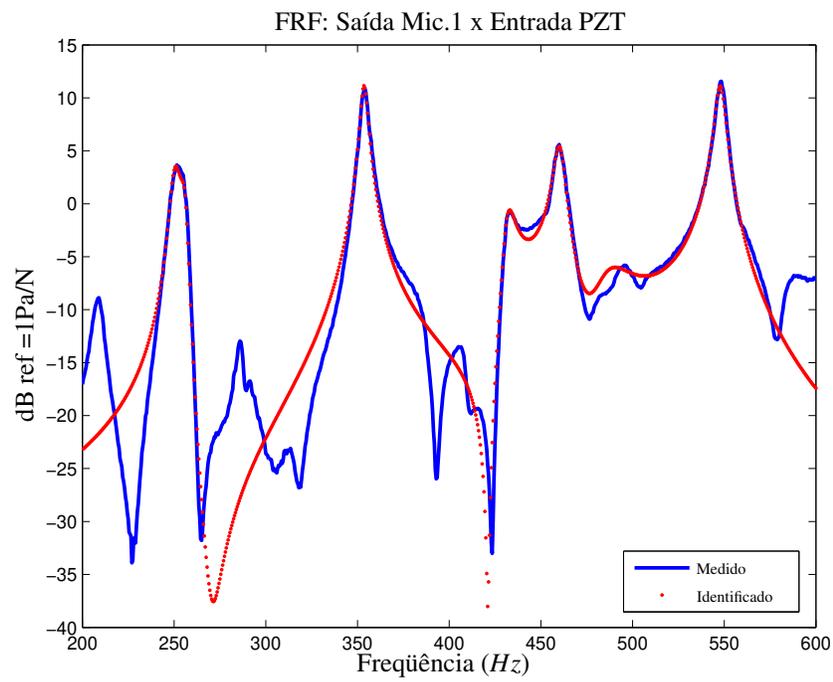


Figura 3.10: Comparação entre as FRFs dos sistemas medido e identificado pelo método ERA.

Capítulo 4

Aplicando os Controladores

A aplicação dos controladores foi realizada com o auxílio do SIMULINK, programa que integra o pacote MATLAB. Dentro deste *software*, são criados diagramas de blocos com as ligações de entrada e saída de sinais. Este conjunto de blocos é exportado do SIMULINK em linguagem C e em seguida compilado na placa de aquisição de sinais da *dSPACE*[®] utilizada no experimento.

Parâmetros dos controladores, como o ajuste do passo de convergência do controlador LMS ou o ligamento e desligamento do controlador, podem ser ajustadas no programa Control Desk v3.3, fornecido pela dSPACE.

Os diagramas de bloco dos programas usados para controlar a transmissão de ruídos da placa se encontram no Anexo C.

A Figura 4.1 apresenta a comparação entre a resposta em frequência da placa medida pelo microfone de desempenho, com e sem controle, ilustrando a eficiência do controlador Filtered-X LMS, com o fator de convergência igual a 0,004 e com a utilização 32 pesos no filtro FIR.

Analogamente ao ocorrido na simulação numérica dos dutos, para não comprometer a coerência da função de resposta em frequência medida devido à não linearidade do sistema provocada pela adaptação do controlador, após 30s de funcionamento, a adaptação dos filtros foi interrompida. A partir deste momento, o controle da emissão de ruídos é realizado pela filtragem do sinal de distúrbio com os ganhos dos filtros ajustados pelo último ciclo de adaptação completado.

Percebe-se que o controlador não atuou em todas as frequências da faixa escolhida. Algumas possíveis causas para esta limitação são: O PZT geralmente não consegue atuar nos modos espacialmente perpendiculares à sua deformação; algumas frequências de ressonância da placa foram desconsideradas na identificação da planta para possibilitar a redução da ordem do sistema gerado

e, por fim, o controlador LMS atua melhor no controle do distúrbio harmônico do que no controle do distúrbio aleatório, utilizado no experimento.

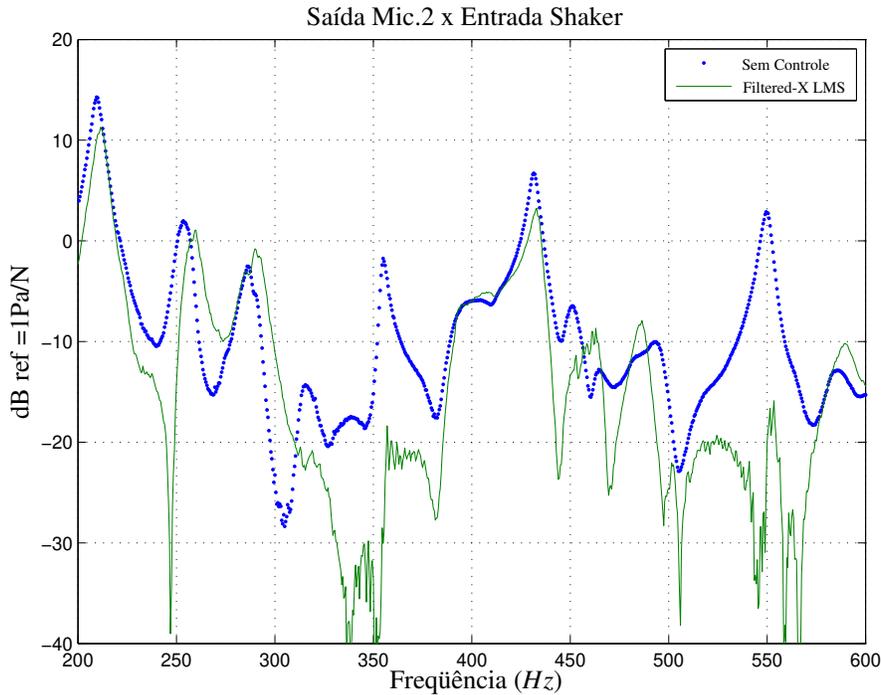


Figura 4.1: Comparação entre as FRFs dos sistemas medidos em tempo real com e sem o controle LMS.

A proposta inicial deste trabalho era a comparação entre os resultados obtidos com a utilização das duas estratégias de controle abordadas. Porém, tal comparação não pode ser executada rigorosamente por divergências dos modelos identificados. O controlador Filtered-X LMS não pôde ser implementado com a identificação realizada pelo *toolbox* do MATLAB, que era a primeira opção de utilização, e o controlador \mathcal{H}_2 não foi calculado com a planta identificada com o ERA, impossibilitando a implementação em tempo real, conforme discutido no capítulo anterior.

Outro aspecto que impediu a realização da comparação rigorosa foi o tempo de amostragem das medições realizadas na planta real. Enquanto o controlador Filtered-X LMS trabalhou com tempo de amostragem de $0.4ms$, o controlador \mathcal{H}_2 não funcionou com este período de amostragem, que precisou ser reduzido para $0.2ms$.

O resultado da aplicação do controlador \mathcal{H}_2 , medido no mesmo microfone de desempenho, pode ser visualizado no gráfico 4.2, onde são apresentadas as curvas de resposta em frequência da placa com e sem o controle. A atuação do controlador \mathcal{H}_2 atingiu mais frequências de ressonância do que o controlador Filtered-X LMS, mesmo a maioria delas não estando na planta identificada.

A ação de controle correspondeu às expectativas, suavizando os picos de resposta como se o amortecimento estrutural fosse aumentado.

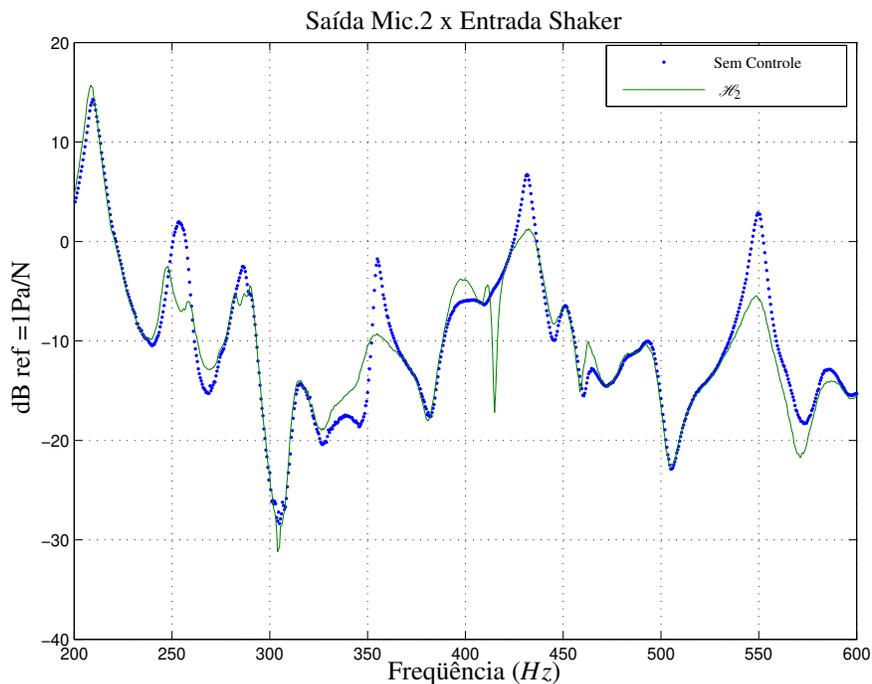


Figura 4.2: Comparação entre as FRFs dos sistemas real com e sem controle \mathcal{H}_2 .

Embora a comparação direta entre os resultados obtidos não possa ser efetuada pois os controladores foram elaborados para diferentes sistemas identificados, a comparação qualitativa dos resultados é interessante, uma vez que o sistema físico foi o mesmo. Traçando as curvas de resposta em frequência da planta sem controle e com a atuação de cada um dos controles de maneira sobreposta, é possível observar que o controlador Filtered-X LMS foi mais efetivo nas frequências onde atuou, apresentando atenuações maiores. Contudo, em algumas frequências esta estratégia amplificou o ruído emitido (Figura 4.3).

Quanto aos resultados obtidos individualmente para cada controlador, a tabela 4.1 apresenta as respostas em frequência da placa em cinco frequências de ressonância que se encontram dentro da faixa selecionada para o projeto dos controladores.

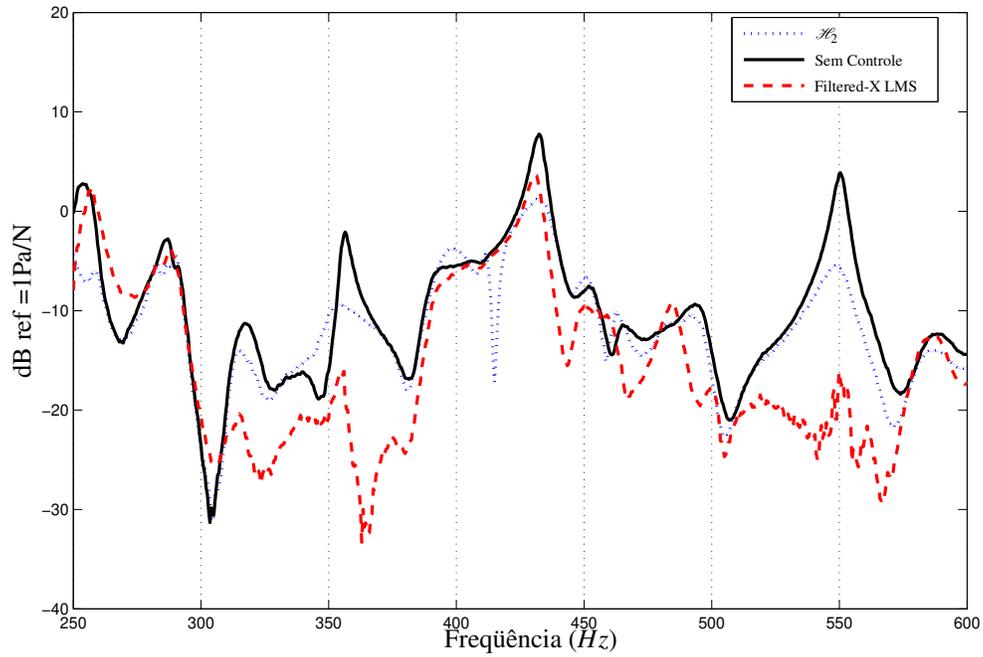


Figura 4.3: Comparação entre as FRFs de cada um dos controladores e da planta sem controle.

<i>Frequência (Hz)</i>	<i>Resp. controle \mathcal{H}_2 (dB)</i>	<i>Resp. FX LMS (dB)</i>
254	-6,91	-0,29
287	-5,23	-4,29
356,5	-9,5	-19,52
432,5	1,28	2,45
550,5	-5,83	-17,12

Tabela 4.1: Comparação entre as respostas em frequência da placa com cada uma das metodologias, $[dB\ ref = 1Pa/N]$.

Capítulo 5

Conclusão

A comparação rigorosa da aplicação em tempo real das metodologias de controle Filtered-X LMS e \mathcal{H}_2 não foi possível devido ao curto prazo de disponibilidade do Laboratório de Vibroacústica da Faculdade de Engenharia Mecânica da Universidade Estadual de Campinas, que passa atualmente por reformas em seu espaço físico. Durante a aplicação dos controladores foi constatado que o sistema de aquisição utilizado, a placa DSP1003 da dSPACE, não era capaz de executar o processamento necessário para a viabilização do funcionamento do controlador LMS com o sistema identificado pelo *toolbox* do MATLAB, utilizado na implementação do controlador \mathcal{H}_2 . Para que o controlador LMS funcionasse, uma nova identificação foi realizada utilizando o algoritmo ERA. O curto prazo de tempo não permitiu a formulação de um novo controlador \mathcal{H}_2 com o novo sistema identificado. Somado a este problema, a execução das duas metodologias de controle com a mesma frequência de amostragem nos conversores digital/analógico presentes nas saídas e entradas da placa de aquisição de sinais também não foi possível. O controlador por realimentação de saída não atuou com o período de discretização superior a $0,2ms$ e a placa de aquisição não foi capaz de executar o controle LMS com o período de amostragem superior a $0,4ms$.

Maiores atenuações foram obtidas pelo controlador Filtered-X LMS, embora este não tenha atuado em todas as frequências, havendo ainda casos onde atuou como amplificador. O controlador \mathcal{H}_2 atuou mais homoganeamente ao longo da faixa de frequências selecionada, reduzindo a resposta da placa em praticamente todas as regiões de ressonância da placa e, embora este controle seja mais tradicionalmente aplicado ao controle de vibração de estruturas, o experimento realizado mostra que também é bastante efetivo no controle de ruídos via atuação estrutural.

A baixa efetividade dos controladores nas frequências onde a resposta controlada está muito próxima da resposta sem controle pode ser justificada pelos gráficos apresentados nas Figuras 3.7 e 3.8. Nestas frequências, a resposta da placa devido à ação do atuador de controle, no caso o

PZT, é baixa quando comparada à resposta do atuador de distúrbio, não tendo assim ação suficiente para atenuar a resposta do sistema nestes pontos, sendo muito provável que os modos de vibração da placa nestas regiões sejam perpendiculares aos modos com os quais o PZT pode interagir mais facilmente.

Para a realização de uma comparação apenas qualitativa, foram sobrepostas as curvas de resposta em frequência obtidas com e sem a ação dos controladores, medidas pelo microfone de desempenho. Nas regiões onde atuou, o controlador Filtered-X LMS foi mais efetivo enquanto que o controlador \mathcal{H}_2 atuou em quase toda faixa de frequências selecionada, embora a redução de ruído propiciada seja pequena em comparação à redução obtida em algumas frequências com o controlador LMS.

Com relação à aplicação das metodologias, o controle LMS apresenta a facilidade de utilizar um menor número de estimativas da planta em questão, não necessitando de uma estimativa da função de transferência entre o distúrbio e o sensor de erro, como na metodologia \mathcal{H}_2 , porém exige uma maior capacidade de processamento da placa de controle digital do que o controlador \mathcal{H}_2 . Enquanto no controle por realimentação existe apenas um bloco com o modelo de estado do controlador com duas entradas (microfones de realimentação e desempenho) e uma saída (sinal de controle), o controlador LMS utilizado também utiliza duas entradas (referência e sensor de erro) e uma saída (controle), porém uma série de cálculos são efetuados sobre os sinais de entrada para a realização do ajuste do filtro FIR. Estes cálculos ocorrem simultaneamente ao processo de filtragem, exigindo assim um alto consumo de processamento, fato pelo qual não foi possível a execução do controlador LMS pela placa de aquisição com frequência de amostragem superior aos $2,5kHz$. O controlador \mathcal{H}_2 trabalhou com frequência de amostragem igual a $5kHz$. Para ilustrar a complexidade de montagem de cada controlador, no anexo C estão os diagramas de bloco montados no SIMULINK para a aplicação no controle da placa.

Com base nos resultados obtidos até o momento, ainda não se pode afirmar com clareza qual a melhor metodologia de controle para atuar na perda de transmissão sonora de uma placa.

Como o objetivo principal, de comparação entre as metodologias de controle, ainda não foi totalmente atingido, um próximo estudo poderia ser realizado na tentativa de se aplicar novamente as duas estratégias de controle na contenção da transmissão de ruídos através de uma placa, buscando igualar ao máximo as condições de trabalho e cálculo o que possibilitaria a comparação de desempenho e custo computacional de forma rigorosa.

Para aproximar um pouco mais a simulação de laboratório das necessidades e problemas

de controle em aplicações reais, um sensor de distúrbios, como por exemplo um acelerômetro, poderia fornecer o sinal de referência para o controlador Filtered-X LMS em um futuro trabalho do gênero. A inserção de um segundo atuador de controle para complementar a ação de controle poderia ser estudada, assim como a utilização de um microfone virtual posicionado sobre o sensor de desempenho no controlador LMS. Tal implementação poderia melhorar o desempenho desta estratégia de controle.

A aplicação do controle \mathcal{H}_∞ também desperta interesse. Tal implementação não foi bem sucedida no experimento em questão. As poucas tentativas de aplicação desta metodologia realizadas resultavam na instabilidade do sistema.

O estudo de estratégias de controle que possam agregar parâmetros externos às características da planta, como o efeito da temperatura na resposta da placa estudada, criando relação entre o sinal de controle e estes fatores, chama a atenção, pois, como a aplicação do controle ativo de ruídos é utilizada em aeronaves e, tendo em vista que estas trabalham em ambientes sujeitos a uma grande variação das condições climáticas, tal variação poderia modificar as características das plantas a serem controladas, causando uma eventual redução da eficiência do sistema de controle de ruído.

Finalmente, outro possível estudo dentro da abordagem experimental apresentada neste trabalho é a utilização de um controlador híbrido com elementos *feedback* e *feedforward* buscando agregar as propriedades mais interessantes que cada estratégia pode oferecer.

Referências Bibliográficas

- ABNT - ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *NBR10152*: Níveis de ruído para conforto acústico. Rio de Janeiro, dez. 1987. 4 p.
- BAILEY, T.; HUBBARD, J. E. Distributed polymer active vibration control of a cantilever beam. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, n. 8, p. 605–611, 1985.
- BOYD, S. et al. Linear matrix inequalities in systems and control theory. *Studies in Applied Mathematics: SIAM*, Philadelphia, v. 15, 1994.
- BOYD, S. P.; BARRATT, C. H.; NORMAN, S. Linear controller design: Limits of performance via convex optimization. *Proceedings of the IEEE*, v. 78, n. 3, p. 529–547, Mar 1990.
- BRENNAN, M. J.; KIM, S.-M. Feedforward and feedback control of sound and vibration - a wiener filter approach. *Journal of Sound and Vibration*, v. 2, n. 246, p. 281–296, January 2001.
- CAMINO, J. F.; DONADON, L. V.; ARRUDA, J. R. F. Comparing feedforward and feedback compensators for active structural acoustic isolation. *34th International Congress and Exposition on Noise Control Engineering*, aug 2005. (cdrom).
- CHOI, S.-B. Active structural acoustic control of a smart plate featuring piezoelectric actuators. *Journal of Sound and Vibration*, n. 294, p. 421–429, January 2006.
- CRAWLEY, E. F.; de LUIS, J. Use of piezoelectric actuators as element of intelligent structures. *AIAA Journal*, n. 25, p. 1373–1385, 1987.
- de OLIVEIRA, M. C.; GEROMEL, J. C.; BERNUSSOU, J. An LMI optimization approach to multiobjective controller design for discrete-time systems. *Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control*, v. 4, p. 3611–3616, Dez 1999.
- DONADON, L. V.; ARRUDA, J. R. F. Energetic analysis of an actively controlled one-dimensional acoustic waveguide. *Applied Acoustics*, v. 64, n. 3, p. 243–268, 2003.
- DONADON, L. V. et al. Comparing a filtered-x lms and an \mathcal{H}_2 controller for the attenuation of the sound radiated by a panel. *Proceedings of the International Conference on Noise and Vibration Engineering*. (cdrom), Leuven, 2006.

- ELLIOTT, S. J.; SUTTON, T. J. Performance of feedforward and feedback systems for active control. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, v. 4, n. 3, p. 214–226, mai. 1996.
- GARDONIOR, P.; ELLIOTT, S. J. Passive and active isolation of structural vibration transmission between two plates connected by a set of mounts. *Journal of Sound and Vibration*, v. 3, n. 237, p. 483–511, 2000.
- GAWRONSKI, W. K. *Dynamics and Control of Structures*. Nova Iorque: Springer-Verlag New York, Inc., 1998.
- GENTRY, C. A.; GUIGOU, C.; FULLER, C. R. Smart foam for applications in passive-active noise radiation control. *Journal of Acoustic Society of America*, v. 4, n. 101, p. 1771–1778, April 1997.
- HUALLPA, B. N.; ARRUDA, J. R. de F. Theoretical and experimental acoustic modal analysis of reactive filters in piping systems. *XV COBEM*, v. 1, n. 9, 1999.
- JUANG, J.; PAPPAS, R. An eigensystem realization algorithm for modal parameter identification and model reduction. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, v. 5, n. 8, p. 620–627, 1977.
- KIM, J.; JUNG, Y.-C. Piezoelectric smart panels for broadband noise reduction. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, v. 17, p. 685–690, 2006.
- KIM, J. H. et al. \mathcal{H}_∞ control of structure-borne noise of a plate featuring piezoceramic actuators. *Journal of Smart Material and Structure*, n. 8, p. 1–16, 1998.
- KINSLER, L. E. et al. *Fundamentals of Acoustic*. 3rd. ed. Nova Iorque: John Wiley and Sons, Inc, 1982.
- KUO, S. M.; MORGAN, D. R. *Active Noise Control System*. Nova Iorque: John Wiley and Sons, Inc, 1996.
- MA, K.; MELCHER, J. Adaptive control of structural acoustics using intelligent structures with embedded piezoelectric patches. *Journal of Vibration and Control*, n. 9, p. 1285–1302, 2003.
- McNEILAGE, C. et al. Review of feedback and feedforward noise reduction techniques. p. 146–155, 1998.
- MORGAN, D. R. An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path. *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, n. 28, p. 454–467, 1980.
- PETERSEN, C. D. et al. A moving zone of quiet for narrowband noise in a one-dimensional duct using virtual sensing. *Journal Acoustical Society of America*, v. 3, n. 121, p. 1459–1470, 2007.
- SEIDEL, H. A feedforward experiment applied to an l-4 carrier system amplifier. *IEEE Transactions on Communication Technology*, COM-19, n. 3, p. 320–325, Junho 1971.

- SELLEN, N.; CUESTA, M.; GALLAND, M. A. Noise reduction in a flow duct: Implementation of a hybrid passive/active solution. *Journal of Sound and Vibration*, n. 297, p. 492–511, 2006.
- SKELTON, R. E.; IWASAKI, T.; GRIGORIADIS, K. M. *A Unified Algebraic Approach to Linear Control Design*. London: Taylor & Francis, 1998.
- TRAN, J.; CAREY, J. Passive noise control - an engineering challenge. *Sound and Vibration*, v. 39, n. 8, p. 6–9, August 2005.
- WIDROW, B.; STEARNS, S. D. *Adaptive Signal Processing*. [S.l.]: Prentice-Hall, 1985.
- ZHAO, L. J.; KIM, J.; KIM, H.-S. Noise reduction using smart panel with shunt circuit. *AIAA Journal*, v. 45, n. 1, p. 79–89, January 2007.
- ZHOU, K.; DOYLE, J. C.; GLOVER, K. *Robust and Optimal Control*. [S.l.]: Prentice-Hall, 1996.

APÊNDICE A – Formulando e Aplicando o Controle \mathcal{H}_2

Os resultados a serem apresentados nesta seção foram extraídos do trabalho de Oliveira *et al.*(1999). Maiores detalhes sobre o controle \mathcal{H}_2 podem ser encontrados em Zhou, Doyle e Glover (1996).

A.1 Descrição da Metodologia

O controlador \mathcal{H}_2 é uma generalização do controlador LQG (LQG - Linear Quadratic Gaussian), onde o objetivo do controlador é a minimização da norma \mathcal{H}_2 da função de transferência em malha fechada do sistema. Esta metodologia utiliza a realimentação de saída (*feedback*) para no cálculo do sinal de controle, diferentemente dos algoritmos *feedforward* que utilizam um sinal correlacionado ao distúrbio exógeno.

Outra diferença relevante do controlador \mathcal{H}_2 em relação ao Filtered-X LMS é a existência do sinal de saída regulado, usado na função de custo. Em uma planta com duas saídas, o controle pode utilizar uma como desempenho (saída regulada) e a outra como entrada do controlador (saída medida). No controlador Filtered-X LMS a saída regulada (de desempenho) e a utilizada para a adaptação dos filtros (saída medida) são geralmente a mesma. Entretanto, segundo Petersen *et al.* (2007), existe a possibilidade de se considerar uma saída virtual em qualquer posição desejada para o ajuste dos filtros do controlador Filtered-X LMS, onde a resposta do sistema controlado será otimizada. O sinal deste sensor virtual é estimado a partir de um sensor real e a função de transferência entre os sinais obtidos na posição real e na virtual.

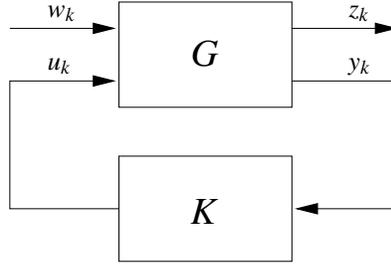


Figura A.1: Diagrama de blocos de um sistema de controle por realimentação de saída.

A.2 O Projeto do Controlador

O sistema de controle por realimentação de saída pode ser descrito pelo diagrama de bloco da Figura A.1. Baseando-se no diagrama da Figura A.1, considera-se que o sistema discreto possa ser representado pelo modelo de estado

$$\begin{aligned}
 x_{k+1} &= Ax_k + B_w w_k + B_u u_k \\
 y_k &= C_y x_k + D_{yw} w_k \\
 z_k &= C_z x_k + D_{zw} w_k + D_{zu} u_k
 \end{aligned} \tag{A.1}$$

onde x_k é o estado, w_k representa um distúrbio exógeno aplicado à planta, G representa a planta, z_k é a saída regulada da planta, y_k é a saída medida da planta, K é o controlador e u_k é o sinal de controle. e as demais variáveis já foram especificadas.

O controlador dinâmico por realimentação de saída é dado por

$$\begin{aligned}
 \hat{x}_{k+1} &= A_c \hat{x}_k + B_c y_k \\
 u_k &= C_c \hat{x}_k + D_c y_k
 \end{aligned} \tag{A.2}$$

onde \hat{x}_k é o estado e as matrizes A_c , B_c , C_c e D_c são os parâmetros do controlador a serem determinados.

O objetivo deste controlador é a minimização da norma \mathcal{H}_2 da função de transferência em malha fechada entre w e z . Esta função de transferência será representada por H_{zw} . A norma \mathcal{H}_2 será representada por $\|H_{zw}\|_2$. Sua formulação será agora brevemente apresentada. Para maiores detalhes, consulte Zhou, Doyle e Glover (1996), Skelton, Iwasaki e Grigoriadis (1998), Boyd, Barratt e Norman (1990), Boyd et al. (1994).

A norma \mathcal{H}_2 de uma função de transferência H_{zw} é definida como

$$\|H_{zw}\|_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Tr}\{T^*(j\omega)T(j\omega)\} d\omega}$$

onde $\text{Tr}(\cdot)$ denota o traço e o símbolo $*$ denota complexo conjugado. O cálculo desta norma usando o domínio da frequência é em geral não tratável. No entanto, uma formulação computacionalmente tratável existe no espaço de estado. Esta formulação, descrita por LMI, está apresentada no Lema A.2.1 para uma planta $T(s)$ cuja realização no espaço de estado é dada por

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= Ax_k + B\omega_k \\ z_k &= Cx_k + D\omega_k \end{aligned} \tag{A.3}$$

Lema A.2.1 *Considere o sistema A.3. Assuma $D = 0$ e que a matriz A é assintoticamente estável. Então os seguintes enunciados são equivalentes:*

i. $\|T(s)\|_2^2 < \mu$

ii. *Existem matrizes P e W tais que*

$$\begin{aligned} \text{Tr}(W) &< \mu, \\ \begin{pmatrix} W & CP \\ PC' & P \end{pmatrix} &> 0, \\ \begin{pmatrix} P & AP & B \\ PA' & P & 0 \\ B' & 0 & I \end{pmatrix} &> 0, \end{aligned}$$

Prova: ver (de OLIVEIRA; GEROMEL; BERNUSSOU, 1999).

Usando-se o Lema A.2.1 é possível descrever a síntese do projeto do controlador \mathcal{H}_2 . Este é o enfoque do teorema A.2.1, onde um limitante superior μ da norma \mathcal{H}_2 é fornecido, ou seja, $\|H_{zw}\|_2 < \mu$. Portanto, para se obter o controlador ótimo \mathcal{H}_2 , deve-se minimizar μ no Teorema A.2.1.

Teorema A.2.1 *Todos os controladores na forma apresentada em (A.2) de tal modo que $\|H_{zw}\|_2^2 < \mu$*

são parametrizados pela seguinte LMI (Desigualdade Matricial Linear).

$$\begin{aligned} & \text{Tr}(W) < \mu, \\ & \begin{pmatrix} W & C_z X + D_{zu} L & C_z + D_{zu} R C_y \\ \star & X + X' - P & I + S' - J \\ \star & \star & Y + Y' - H \end{pmatrix} > 0, \\ & \begin{pmatrix} P & J & A X + B_u L & A + B_u R C_y & B_w + B_u R D_{yw} \\ \star & H & Q & Y A + F C_y & Y B_w + F D_{yw} \\ \star & \star & X + X' - P & I + S' - J & 0 \\ \star & \star & \star & Y + Y' - H & 0 \\ \star & \star & \star & \star & I \end{pmatrix} > 0, \\ & D_{zw} + D_{zu} R D_{yw} = 0 \end{aligned}$$

Onde as matrizes X , L , F , Q , R , S , J , e as matrizes simétricas P , H e W são as variáveis. Por questão de espaço, os blocos simétricos foram representados pelo símbolo \star .

Resolvido o problema de otimização, os parâmetros do controlador A_c , B_c , C_c , e D_c serão dados por (de OLIVEIRA; GEROMEL; BERNUSSOU, 1999):

$$\begin{aligned} D_c &= R \\ C_c &= (L - R C_y X) U^{-1} \\ B_c &= V^{-1} (F - Y B_u R) \\ A_c &= V^{-1} \left(Q - Y (A + B_u D_c C_y) X - V B_c C_y X \right) U^{-1} - V^{-1} Y B_u C_c \end{aligned}$$

onde V e U são matrizes que satisfazem $S = YX + VU$. Foi assumido que $D'_{zu} D_{zu} > 0$, $C'_z D_{zu} = 0$, $D_{zw} = 0$, $B_w D'_{yw} = 0$, $D_{yw} D'_{yw} > 0$. É possível mostrar que as matrizes $D'_{zu} D_{zu}$ e $D_{yw} D'_{yw}$ representam respectivamente funções de pesos na ação de controle e no estado do sistema.

APÊNDICE B – Derivação do Modelo Numérico Para o Sistema de Dutos

Esta dedução demonstra a obtenção de um modelo numérico para um sistema de dutos com duas cavidades, utilizado no estudo da aplicação dos controladores Filtered-X LMS nesta dissertação. Como base para a dedução, foi utilizada a Figura B.1, onde δ representa o deslocamento linear de um volume de ar, proporcional ao diâmetro do duto onde ocorre tal deslocamento, e as entradas indicadas na figura representam os sinais de distúrbio e controle que serão aplicados nesta planta. As dimensões dos dutos e das cavidades estão indicadas na Figura 2.1.

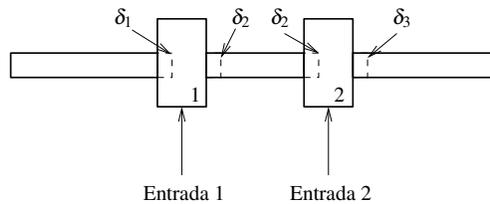


Figura B.1: Representação esquemática das entradas e deslocamentos de volumes no sistema de dutos.

Considerando as ondas sonoras dentro das cavidades como planas, a pressão sonora em cada uma das cavidades será dada por:

$$\hat{p}_n = \rho_0 c^2 S_n \quad (\text{B.1})$$

onde n representa o número da cavidade estudada, ρ é a densidade do meio onde transita a onda sonora, c é a velocidade de propagação da onda no meio e S é a variação de volume da cavidade, obtido pela seguinte equação:

$$S_n = -\frac{\Delta V}{V} = \frac{\delta_e a_e - \delta_s a_s + \frac{\hat{U}_n}{i\omega}}{V_n} \quad (\text{B.2})$$

onde δ_e é o deslocamento linear da quantidade de ar na entrada da cavidade e δ_s representa analogamente o deslocamento linear do ar na saída da mesma cavidade, a é a representação da área da secção dos dutos de entrada e saída, também diferenciados pelo índice e e s , V é o volume da cavidade, e finalmente, $\frac{\hat{U}_n}{i\omega}$ representa a entrada do distúrbio na cavidade em questão.

Como no exemplo trabalhado, o diâmetro do duto de saída da cavidade é o mesmo da entrada, é possível rearranjar a equação B.2, obtendo a seguinte igualdade:

$$S_n = \frac{a(\delta_e - \delta_s)}{V_n} + \frac{\hat{U}_n}{i\omega V_n} \quad (\text{B.3})$$

Substituindo o resultado obtido em B.3 na equação B.1 para obtermos a pressão dentro da cavidade 1 da Figura B.1 teremos que:

$$\hat{p}_1 = \frac{\rho_0 c^2}{V_1} \left[a(\delta_1 - \delta_2) + \frac{\hat{U}_1}{i\omega} \right] \quad (\text{B.4})$$

Para simplificar a equação, as constantes da equação B.4 serão agrupadas em uma constante C_1 , que será definida por:

$$C_1^{-1} = \frac{\rho_0 c^2}{V_1}$$

Utilizando a constante C_1 , rearranjando a equação B.4, e convencionando que

$$\delta_1 > \delta_2 > \delta_3$$

a seguinte representação da pressão na cavidade 1 multiplicada pela constante C_1 será obtida:

$$C_1 \hat{p}_1 = (\delta_1 - \delta_2)a + \frac{\hat{U}_1}{i\omega} \quad (\text{B.5})$$

Trabalhando de maneira análoga, para a cavidade 2 teremos a representação:

$$C_2 \hat{p}_2 = (\delta_2 - \delta_3)a + \frac{\hat{U}_2}{i\omega} \quad (\text{B.6})$$

Definidas as pressões internas, para determinar o valor dos deslocamentos lineares δ é realizada a somatória de forças internas às cavidades. Adotando como positivas as forças que apontam no sentido crescente do eixo das abscissas no plano cartesiano e negativas a que se deslocam no

sentido oposto, conforme descrição abaixo, teremos:

Força=Pressão x Área

$$-p_1 a = \rho_0 a L_1 \dot{u}_1 = \rho_0 a L_1 (-\omega^2 \delta_1) \quad (\text{B.7})$$

$$p_1 a - p_2 a = \rho_0 a L_2 \dot{u}_2 = \rho_0 a L_2 (-\omega^2 \delta_2) \quad (\text{B.8})$$

$$p_2 a = \rho_0 a L_3 \dot{u}_3 = \rho_0 a L_3 (-\omega^2 \delta_3) \quad (\text{B.9})$$

A representação da velocidade de volume é dada por \dot{u} , mas como é desejado trabalharmos com a aceleração de volume no domínio da frequência, são realizadas duas diferenciações do deslocamento linear do volume, dado por δ . Logo, a aceleração de volume será definida por $-\omega^2 \delta$. Isolando o valor do deslocamento em B.7, B.8 e B.9 teremos que:

$$\delta_1 = \frac{p_1 a}{\rho_0 a L_1 \omega^2} \quad (\text{B.10})$$

$$\delta_2 = \frac{p_2 a - p_1 a}{\rho_0 a L_2 \omega^2} \quad (\text{B.11})$$

$$\delta_3 = -\frac{p_2 a}{\rho_0 a L_3 \omega^2} \quad (\text{B.12})$$

Substituindo os deslocamentos encontrados em B.10 e B.11 em B.5 e multiplicando o resultado por $i\omega$ teremos:

$$i\omega C_1 \hat{p}_1 + \frac{1}{i\omega} \left(\frac{1}{M_1} + \frac{1}{M_2} \right) \hat{p}_1 - \frac{1}{i\omega} \frac{1}{M_2} \hat{p}_2 = \hat{U}_1 \quad (\text{B.13})$$

onde M_1 e M_2 são representações das massas contidas nos dutos 1 e 2 respectivamente. Estas variáveis são determinadas por:

$$M_n = \frac{\rho_0 L_n}{a_n}$$

onde L é o valor do comprimento do duto e a a área da secção deste.

Trabalhando de maneira análoga na cavidade 2, chega-se à seguinte conclusão:

$$i\omega C_2 \hat{p}_2 - \frac{1}{i\omega} \frac{1}{M_2} \hat{p}_1 + \frac{1}{i\omega} \left(\frac{1}{M_2} + \frac{1}{M_3} \right) \hat{p}_2 = \hat{U}_2 \quad (\text{B.14})$$

Como o resultado obtido é dado em velocidade de volume e deseja-se obter uma aceleração de volume, diferencia-se a equação em relação à frequência, conforme descrito no Capítulo 2.

APÊNDICE C – Implementações em MATLAB

A versão do MATLAB utilizada neste trabalho foi a R14 7.0. A listagem dos programas desenvolvidos para a aplicação e verificação da funcionalidade dos controladores desenvolvidos e suas respectivas implementações no SIMULINK são apresentadas nesta seção.

A primeira listagem foi utilizada na montagem do modelo de estado do sistema de dutos teórico. Este modelo foi utilizado na verificação da funcionalidade dos controladores LMS 1x1x1 e 1x1x2.

```
1 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2 %           Carrega dados do problema de dutos de 2 cavidades           %
3 %           Diego Azevedo Siviero                                         %
4 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
5
6
7 close all;
8 clear all;
9 clc;
10
11 %Características do Meio
12 rho=1.21;
13 c=343;
14
15
16 %Características dos dutos do sistema:
17
18 d1=0.05;
19 d2=0.05; %em m
20 d3=0.05;
21
22 S1=pi*(d1/2)^2;
23 S2=pi*(d2/2)^2; % em m
```

```

24 S3=pi*(d3/2)^2;
25
26 L1=0.30;
27 L2=0.20;    %em m
28 L3=0.30;
29
30 %correção do comprimento dos dutos com terminações em baffle
31
32 L1c=L1+1.5*(d1/2);%um lado simples e o outro flangeado
33 L2c=L2+1.7*(d2/2);%ambos lados flangeados
34 L3c=L3+1.5*(d3/2);%um lado simples e o outro flangeado
35
36 %características das cavidades
37 dc1=0.18;
38 dc2=0.18; %diâmetro das cavidades em m
39 Lc1=0.10;
40 Lc2=0.10; %comprimento das cavidades em m
41
42 V1=(pi*(dc1/2)^2)*Lc1;
43 V2=(pi*(dc2/2)^2)*Lc2; %volume das cavidades em m^3
44
45 C1=V1/(rho*c^2);
46 C2=V2/(rho*c^2); % Compliância acústica das cavidades
47
48 M1=rho*L1/S1;
49 M2=rho*L2/S2;
50 M3=rho*L3/S3;
51
52 % Montagem das matrizes :
53 K=[1/M1+1/M2   -1/M2
54     -1/M2   1/M2+1/M3 ];
55 M=[C1   0
56     0   C2];
57
58 Cc=0.0001*K+0.0001*M;    %Amortecimento adotado
59
60 A=[zeros(size(K)) eye(size(K)); -inv(M)*K -inv(M)*Cc]; %planta
61 B=[0 0;0 0;inv(M)];
62 C=[eye(size(K)) zeros(size(K))];
63 D=[zeros(size(K))];
64 P=ss(A,B,C,D);%passando para o modelo de estado

```

```

65 ts=0.0004; %periodo da amostragem
66 sysd=c2d(P,ts);%passando do tempo contínuo para o discreto
67 [Ad,Bd,Cd,Dd]=dssdata(sysd);
68
69 Ac=A; %planta do atuador de controle
70 Bc=B(:,2); %entrada do atuador de controle
71 Cc=C(1,:); %sensor de erro na cavidade 1
72 Dc=0;
73 Pc=ss(Ac,Bc,Cc,Dc); %Definindo a planta do controlador
74 syscd=c2d(Pc,ts); %passando do espaço contínuo para o discreto
75 [Ac2,Bc2,Cc2,Dc2]=dssdata(syscd);
76
77 Ac=A; %planta do atuador de controle
78 Bc=B(:,1); %entrada do atuador de controle
79 Cc=C(1,:); %sensor de erro na cavidade 1
80 Dc=0;
81 Pc=ss(Ac,Bc,Cc,Dc); %Definindo a planta do controlador
82 syscd=c2d(Pc,ts); %passando do espaço contínuo para o discreto
83 [Ac2,Bc2,Cc2,Dc2]=dssdata(syscd);
84
85 %determinando as freq. naturais
86 [PhiI,w2I]=eig(K,M);
87 freqnat=diag(sqrt(w2I))/(2*pi)

```

A montagem do controlador Filtered-X LMS 1x1x1 normalizado no SIMULINK está demonstrada na Figura C.1

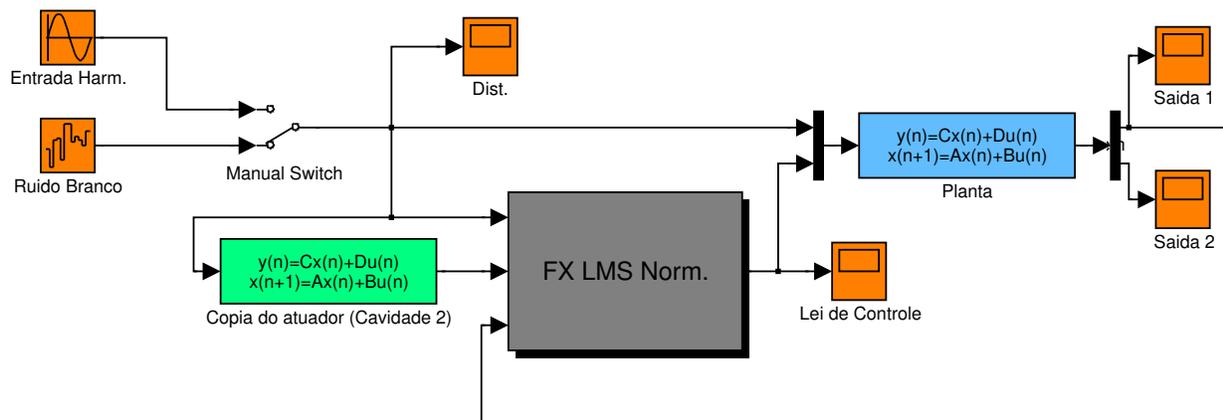


Figura C.1: Construção do controlador LMS 1x1x1 no SIMULINK.

Dentro do bloco *FX LMS Norm.* está a implementação do algoritmo de controle, detalhada

na Figura C.2.

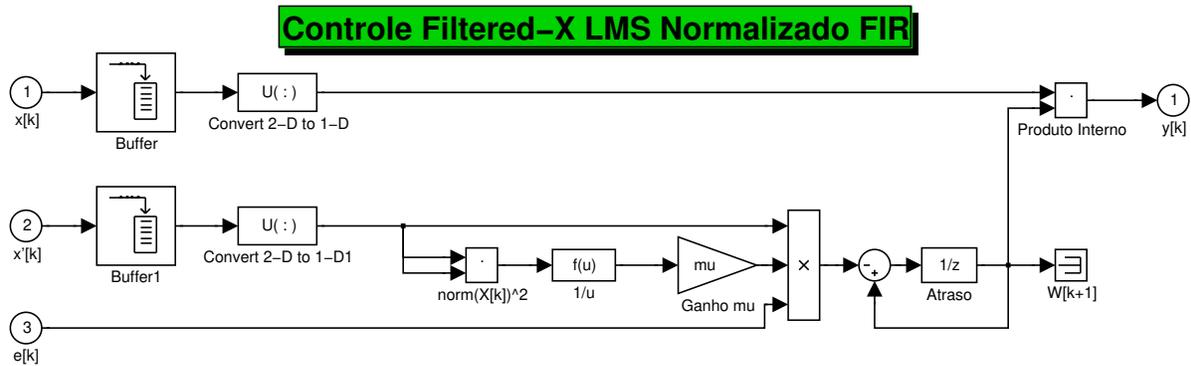


Figura C.2: Aplicação do algoritmo LMS 1x1x1 no SIMULINK.

Os *Buffers* inseridos nas entradas da Figura C.2 organizam os dados que entram no algoritmo de controle em vetores de dados com o número de elementos numericamente igual ao número de ganhos ajustáveis dentro dos filtros FIR utilizados pelo controlador. Conforme a discussão realizada sobre as partes do controlador Filtered-X LMS, os blocos ligados à entrada 1 na Figura C.2 são responsáveis pela filtragem do sinal de entrada e os blocos que se encontram ligados às entradas dois e três são responsáveis pela modificação dos ganhos do filtro FIR.

Para a formulação de um controlador Filtered-X LMS 1x1x2 é necessário uma configuração onde existam entradas para dois sinais de erro, que terão suas médias quadráticas somadas e minimizadas pelo ajuste dos pesos do filtro FIR. Esta implementação pode ser visualizada na Figura C.3.

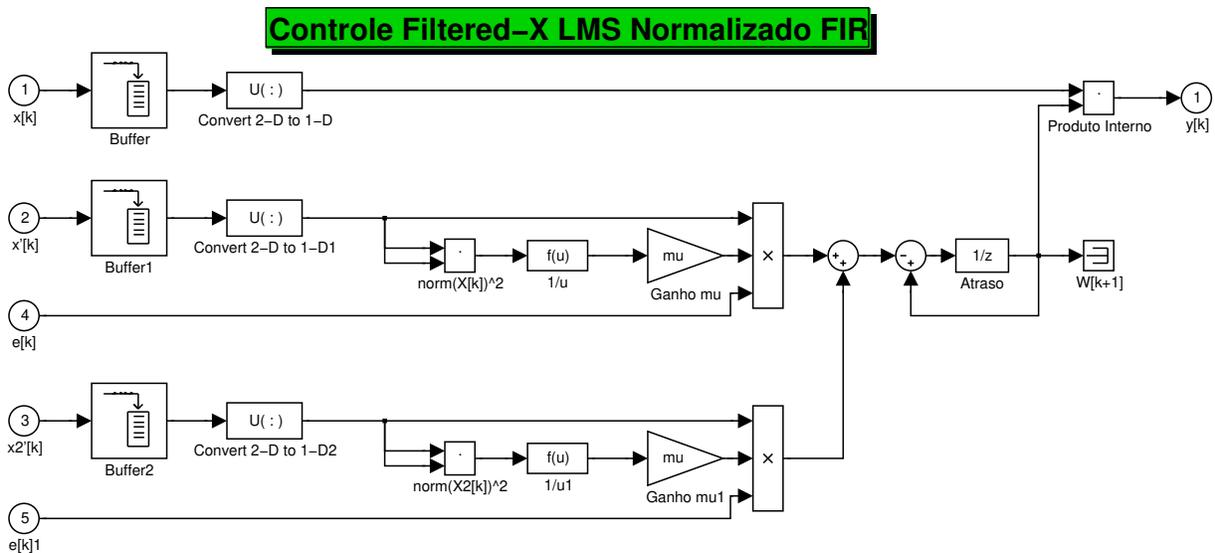


Figura C.3: Aplicação do algoritmo LMS 1x1x2 no SIMULINK.

Na implementação da Figura C.3, os blocos ligados às entradas 2, 3, 4 e 5 são responsáveis

pela modificação dos pesos do filtro FIR e os blocos ligados à entrada 1 são responsáveis pelo processo de filtragem.

O programa seguinte carrega o sistema de dutos numérico com quatro cavidades utilizado na implementação do controlador LMS 2x2x2.

```
1 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2 %           Carrega dados do problema de dutos de 4 cavidades           %
3 %           Diego Azevedo Siviero                                         %
4 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
5 %limpar a tela e a memória
6 close all;
7 clear all;
8 clc;
9
10 %Carrega dados do problema de dutos
11 rho=1.21;
12 c=343;
13
14 %Características dos dutos do sistema:
15 d1=0.050;
16 d2=0.050; %em m
17 d3=0.050;
18 d4=0.050; %em m
19 d5=0.050;
20
21 S1=pi*(d1/2)^2;
22 S2=pi*(d2/2)^2; % em m
23 S3=pi*(d3/2)^2;
24 S4=pi*(d4/2)^2; % em m
25 S5=pi*(d5/2)^2;
26
27
28 L1=0.30;
29 L2=0.20; %em m
30 L3=0.20;
31 L4=0.20; %em m
32 L5=0.30;
33
34 L1c=L1+1.5*(d1/2);%um lado simples e o outro flangeado
35 L2c=L2+1.7*(d2/2);%Ambos os lados flangeados
36 L3c=L3+1.7*(d3/2);%Ambos os lados flangeados
```

```

37 L4c=L4+1.7*(d4/2);%Ambos os lados flangeados
38 L5c=L5+1.5*(d5/2);%um lado simples e o outro flangeado
39
40 %massa do ar dentro dos dutos
41 M1=rho*L1/S1;
42 M2=rho*L2/S2;
43 M3=rho*L3/S3;
44 M4=rho*L4/S2;
45 M5=rho*L5/S3;
46
47 %características das cavidades
48
49 %diâmetro das cavidades em m
50 dc1=0.180;
51 dc2=0.180;
52 dc3=0.180;
53 dc4=0.180;
54
55 %comprimento das cavidades em m
56 Lc1=0.10;
57 Lc2=0.10;
58 Lc3=0.10;
59 Lc4=0.10;
60
61 %volume das cavidades em m^3
62 V1=(pi*(dc1/2)^2)*Lc1;
63 V2=(pi*(dc2/2)^2)*Lc2;
64 V3=(pi*(dc3/2)^2)*Lc3;
65 V4=(pi*(dc4/2)^2)*Lc4;
66
67 % Compliância acústica das cavidades
68 C1=V1/(rho*c^2);
69 C2=V2/(rho*c^2);
70 C3=V3/(rho*c^2);
71 C4=V4/(rho*c^2);
72
73 % Montagem das matrizes :
74 K=[ 1/M1+1/M2      -1/M2          0          0
75      -1/M2      1/M2+1/M3      -1/M3          0
76          0          -1/M3      1/M3+1/M4      -1/M4
77          0          0          -1/M4      1/M4+1/M5];

```

```

78
79 M=[C1    0    0    0
80      0  C2    0    0
81      0    0  C3    0
82      0    0    0  C4];
83
84 Cc=0.0001*K+0.001*M; %amortecimento inserido
85
86
87 A=[zeros(size(K)) eye(size(K)); -inv(M)*K -inv(M)*Cc]; %planta
88 Bo=[1 0 0 0; 0 0 0 0;0 0 0 0;0 0 0 1];
89 B=[zeros(size(K));inv(M)*Bo];
90 C1=[0 0 0 0;0 1 0 0;0 0 1 0;0 0 0 0];
91 C2=zeros(size(K));
92 C=[C1 C2];
93 D=zeros(size(K));
94 P=ss(A,B,C,D);%passando para o modelo de estado
95 ts=0.0004; %período da amostragem
96 sysd=c2d(P,ts);%passando do tempo contínuo para o discreto
97 [Ad,Bd,Cd, Dd]=dssdata(sysd);
98
99
100 %montando S11, S12, S21, S22
101 Ac1=A;          %planta S11 (erro lido na saída 1, controle aplicado na entrada
102                1)
103 Bc1=B(:,1);
104 Cc1=C(2,:);
105 Dc1=0;
106 P1c=ss(Ac1,Bc1,Cc1,Dc1); %Definindo a planta do controlador
107 sysc2d1=c2d(P1c,ts); %passando do espaco contínuo para o discreto
108 [Ac11,Bs11,Cs11,Ds11]=dssdata(sysc2d1);
109
110 Ac2=A;          %planta S21 (erro lido na saída 2, controle aplicado na entrada
111                1)
112 Bc2=B(:,1);
113 Cc2=C(3,:);
114 Dc2=0;
115 P2c=ss(Ac2,Bc2,Cc2,Dc2); %Definindo a planta do controlador
116 sysc2d2=c2d(P2c,ts); %passando do espaco contínuo para o discreto
117 [Ac21,Bs21,Cs21,Ds21]=dssdata(sysc2d2);
118

```

```

117
118 Ac3=A;          %planta S12 (erro lido na saída 1, controle aplicado na entrada
                2)
119 Bc3=B(:,4);
120 Cc3=C(2,:);
121 Dc3=0;
122 P3c=ss(Ac3,Bc3,Cc3,Dc3); %Definindo a planta do controlador
123 sysc2d3=c2d(P3c,ts); %passando do espaco contínuo para o discreto
124 [Ac12,Bs12,Cs12,Ds12]=dssdata(sysc2d3);
125
126
127 Ac4=A;          %planta S22 (erro lido na saída 2, controle aplicado na entrada
                2)
128 Bc4=B(:,4);
129 Cc4=C(3,:);
130 Dc4=0;
131 P4c=ss(Ac4,Bc4,Cc4,Dc4); %Definindo a planta do controlador
132 sysc2d4=c2d(P4c,ts); %passando do espaco contínuo para o discreto
133 [Ac22,Bs22,Cs22,Ds22]=dssdata(sysc2d4);
134
135 %determinando as freq. naturais
136 [PhiI,w2I]=eig(K,M);
137 freqnat=diag(sqrt(w2I))/(2*pi)

```

A implementação do controle Filtered-X LMS 2x2x2 no SIMULINK pode ser observada na Figura C.4.

Os blocos $W11$, $W12$, $W21$ e $W22$ mostrados na Figura C.4 são representações do diagrama de blocos ilustrado na Figura C.3. Em todas as implementações de controle tratadas até aqui, os sinais dos distúrbios e das saídas estão ligados a blocos que têm funções análogas às de um osciloscópio, que além de permitir a visualização dos respectivos sinais de entrada e saída, estes blocos gravam os dados lidos em vetores que são exportados para a área de trabalho do MATLAB, para se traçar as curvas de Resposta em Frequência (FRF) do sistema.

Os programas seguintes traçam as FRFs com base nos sinais extraídos das simulações do SIMULINK. A configuração de leitura e apresentação dos resultados está preparada para o sistema de dutos com quatro cavidades. Para o programa trabalhar com o sistema de dutos com 2 cavidades são necessárias algumas pequenas modificações.

1 %%

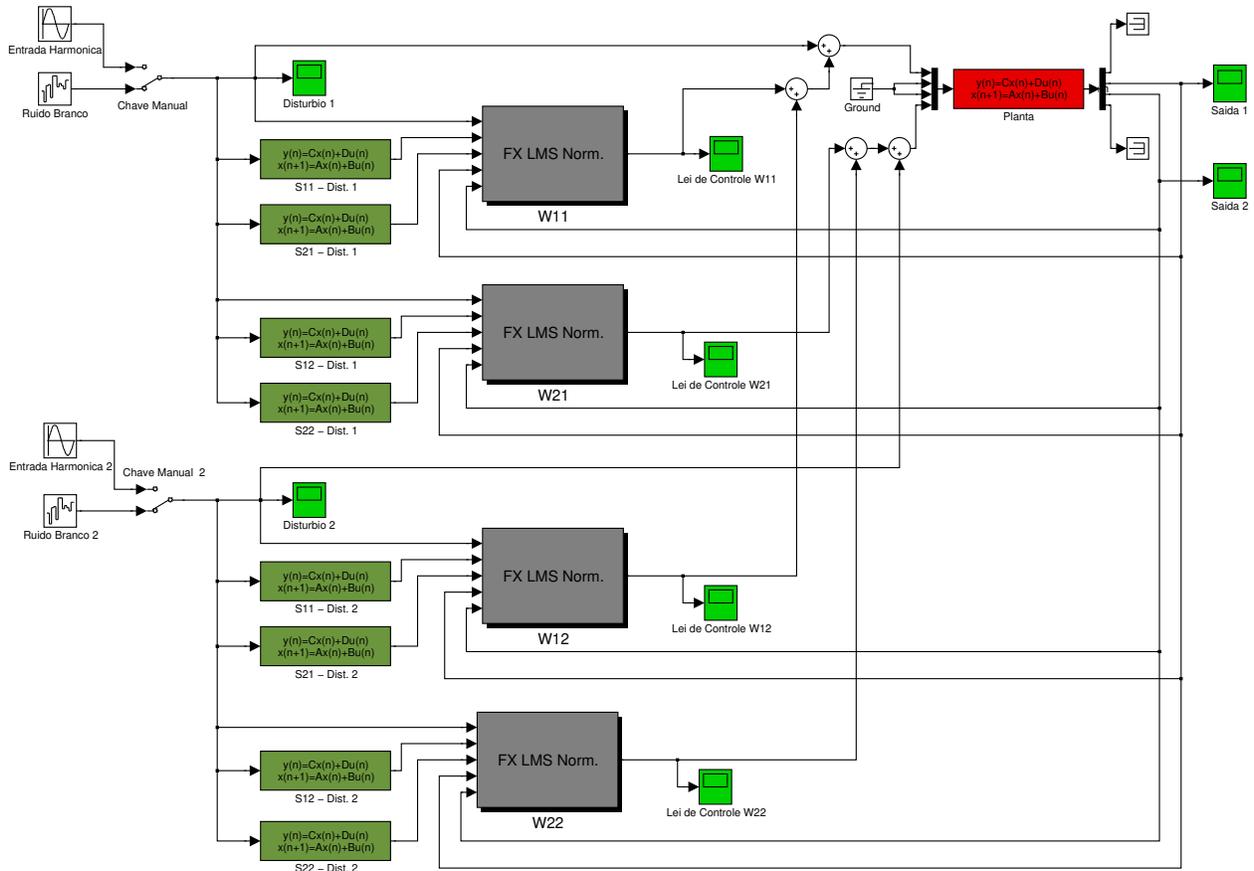


Figura C.4: Aplicação do controlador LMS 2x2x2 no SIMULINK.

```

2 %           Densidade Inter-Espectral de Potência via DFT           %
3 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
4 %
5 %           Entrada: vetores x, y, Dt e nb           %
6 %           Saída:  vetores Sxx, Syy e Sxy com a DEP de x e y e a DIP %
7 %           x e y vetores com sinais temporais       %
8 %           Dt resolução no tempo ; Df=1/nb*Dt      %
9 %           nb Numero de blocos                     %
10 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
11 function [Sxx,Syy,Sxy]=depxyper(x,y,Dt,Nb);
12
13
14 N=length(x);
15 nb=floor(N/Nb);
16 Df=1/(Nb*Dt);
17

```

```

18 %Gera janela de Hanning
19     n=(0:pi/Nb:pi*(1-1/Nb));
20     Han=ones(1,Nb)-cos(n).^2;
21
22 %Calculo das dep através da FFT
23 %‘‘Sxx=1/df * 1/q * somat[1-q](abs(FFT(xq)))’’
24     Sxx=0;
25     Syy=0;
26     Sxy=0;
27     for i=1:nb,
28         X=fft(Han.*x((i-1)*Nb+1:i*Nb))/Nb;
29         Y=fft(Han.*y((i-1)*Nb+1:i*Nb))/Nb;
30         Sxx=Sxx+conj(X).*X;
31         Syy=Syy+conj(Y).*Y;
32         Sxy=Sxy+conj(X).*Y;
33     end
34
35 %Média – 1/q
36     Sxx=Sxx/nb;
37     Syy=Syy/nb;
38     Sxy=Sxy/nb;
39
40 % EU^2/Hz – 1/df
41     Sxx=Sxx/Df;
42     Syy=Syy/Df;
43     Sxy=Sxy/Df;
44
45 % Correção Hanning
46     Sxx=(8/3)*Sxx;
47     Syy=(8/3)*Syy;
48     Sxy=(8/3)*Sxy;

```

```

1 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2 %     Cálculo da FRF baseada nos dados da simulação executada no SIMULINK     %
3 %                                                                                   %
4 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
5 %fechar as janelas abertas e limpar a tela
6 close all
7 clc
8 %leitura dos dados de pressão sonora extraídos do SIMULINK da planta controlada
9 for In=1:2,

```

```

10
11 SISTEM.entrada{1} = Reference1(:,2)';
12 SISTEM.entrada{2} = Reference2(:,2)';
13 SISTEM.saida{1,In} = Resp_Mic_01(:,2)';
14 SISTEM.saida{2,In} = Resp_Mic_02(:,2)';
15 SISTEM.time{In} = Reference1(:,1)';
16
17 for Out=1:2, %
18     dt = SISTEM.time{In}(2)-SISTEM.time{In}(1);
19     Nb =power(2,12);
20     [Sff, Sxx, Sfx]=depxyper(SISTEM.entrada{In},SISTEM.saida{Out,In},dt,Nb);
21     Sxf = conj(Sfx);
22     Gfx = abs(Sfx).^2./(Sxx.*Sff);
23     Gfx = Gfx(1:Nb/2);
24     Df=1/(Nb*dt);
25     SISTEM.freq{Out,In} = ((1:Nb/2)-1)*Df;
26     H1=Sfx./Sff; H1=H1(1:Nb/2);
27     H2=Sxx./Sxf; H2=H2(1:Nb/2);
28     SISTEM.coer{Out,In} = Gfx;
29     SISTEM.FRF{Out,In} = H1;
30
31     end % fim do looping de saída
32 end % fim do looping de entrada
33
34 %leitura dos dados de pressão sonora extraídos do SIMULINK da planta sem
    controle
35
36 for In=1:2,
37
38     SISTEM.entradas{1} = Reference1s(:,2)';
39     SISTEM.entradas{2} = Reference2s(:,2)';
40     SISTEM.saidas{1,In} = Resp_Mic_01s(:,2)';
41     SISTEM.saidas{2,In} = Resp_Mic_02s(:,2)';
42     SISTEM.times{In} = Reference1s(:,1)';
43
44     for Out=1:2, %
45         dt = SISTEM.times{In}(2)-SISTEM.times{In}(1);
46         Nb =power(2,12);
47         [Sff, Sxx, Sfx]=depxyper(SISTEM.entradas{In},SISTEM.saidas{Out,In},dt,Nb);
48         Sxf = conj(Sfx);
49         Gfx = abs(Sfx).^2./(Sxx.*Sff);

```

```

50     Gfx = Gfx(1:Nb/2);
51     Df=1/(Nb*dt);
52     SISTEM.freqs{Out,In} = ((1:Nb/2)-1)*Df;
53     H1=Sfx./Sff; H1=H1(1:Nb/2);
54     H2=Sxx./Sxf; H2=H2(1:Nb/2);
55     SISTEM.coers{Out,In} = Gfx;
56     SISTEM.FRFs{Out,In} = H1;
57
58         end % fim do looping de saída
59 end % fim do looping de entrada
60
61 %Plotando a comparação entre as respostas daplanta com e sem controle
62
63 plot(SISTEM.freq{1,1},20*log10(abs(SISTEM.FRF{1,1})),SISTEM.freq{1,1},20*log10
        (abs(SISTEM.FRFs{1,1})));
64 legend('Controle com o FX-nLMS','Sem Controle')
65 grid on
66 axis tight, axis([0 300 0 75])
67 title('FRF saída 1, entrada 1 - nLMS2x2x2')
68
69 figure (2)
70 plot(SISTEM.freq{1,1},20*log10(abs(SISTEM.FRF{2,1})),SISTEM.freq{1,1},20*log10
        (abs(SISTEM.FRFs{2,1})));
71 legend('Controle com o FX-nLMS','Sem Controle')
72 grid on
73 axis tight, axis([0 300 0 75])
74 title('FRF saída 2, entrada 1 - nLMS2x2x2')
75
76 figure (3)
77 plot(SISTEM.freq{1,1},20*log10(abs(SISTEM.FRF{1,2})),SISTEM.freq{1,1},20*log10
        (abs(SISTEM.FRFs{1,2})));
78 legend('Controle com o FX-nLMS','Sem Controle')
79 grid on
80 axis tight, axis([0 300 -70 70])
81 title('FRF saída 1, entrada 2 - nLMS2x2x2')
82
83 figure (4)
84 plot(SISTEM.freq{1,1},20*log10(abs(SISTEM.FRF{2,2})),SISTEM.freq{1,1},20*log10
        (abs(SISTEM.FRFs{2,2})));
85 legend('Controle com o FX-nLMS','Sem Controle')
86 grid on

```

```

87 axis tight , axis([0 300 -70 70])
88 title('FRF saída 2, entrada 2 - nLMS2x2x2')
89
90 figure (5)
91 plot(SISTEM.freq{1,1},SISTEM.coer{1,1},SISTEM.freq{1,1},SISTEM.coer{2,1},
      SISTEM.freq{1,1},SISTEM.coer{1,2},SISTEM.freq{1,1},SISTEM.coer{2,2});
92 legend('Coerência FRF11','Coerência FRF21','Coerência FRF12','Coerência FRF22
      ')
93 title('Coerência das FRFs obtidas da planta controlada')
94 axis tight , axis([0 300 0 1])
95 grid on
96
97 figure (6)
98 plot(SISTEM.freqs{1,1},SISTEM.coers{1,1},SISTEM.freqs{1,1},SISTEM.coers{2,1},
      SISTEM.freqs{1,1},SISTEM.coers{1,2},SISTEM.freqs{1,1},SISTEM.coers{2,2});
99 legend('Coerência FRF11','Coerência FRF21','Coerência FRF12','Coerência FRF22
      ')
100 title('Coerência das FRFs obtidas da planta sem controle')
101 axis tight , axis([0 300 0 1])
102 grid on

```

Para a implementação dos controladores no problema da placa, nenhuma grande modificação foi realizada em relação aos controladores ilustrados neste apêndice. O conversor analógico/digital da placa dSPACE DS1003 multiplica por dez o valor do sinal em sua entrada e o conversor digital/analógico divide por dez o sinal após o processamento na placa digital de controle. Para podermos monitorar os sinais que estão entrando e saindo da placa com medidores implementados dentro do *software* de controle da dSPACE, o Control Desk 3.3, ao valor de entrada aplica-se um ganho de 1/10 e ao sinal de saída aplica-se um ganho de 10. O objetivo destes ganhos é corrigir o valor dos sinais trabalhados para que a leitura dos sensores apresentem valores reais, sem a necessidade de conversões. O diagrama de blocos do controlador Filtered-X LMS está listado em C.5

Para a introdução de um “leak” no ganho dos filtros, uma alteração no controlador é necessária. Tal alteração é demonstrada na Figura C.6.

Os ganhos g_1 e g_2 introduzidos no diagrama de blocos apresentado em C.6 têm a finalidade de desligar a adaptação do controlador e desligar a ação do controlador, respectivamente, quando seus valores são alterados para zero.

O controlador \mathcal{H}_2 consistia em um único bloco, que utilizava como sinal de entrada a leitura

Controlador Filtered-X LMS

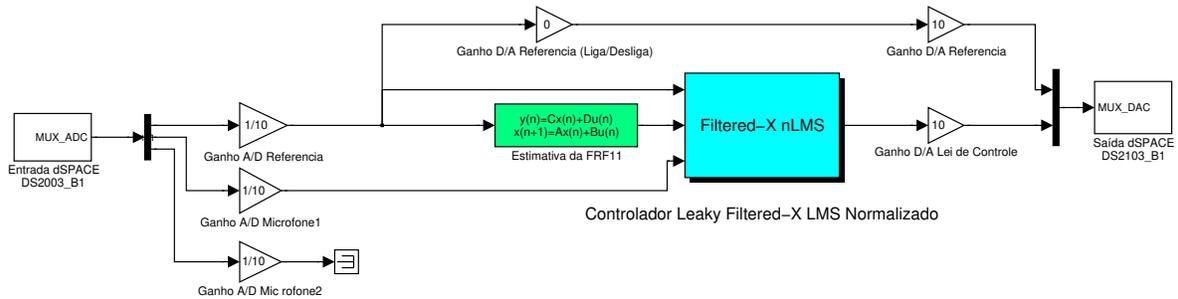


Figura C.5: Implementação do controlador FX-LMS exportado para a placa dSPACE para o controle da transmissão de ruídos da placa.

Controlador Filtered-X nLMS

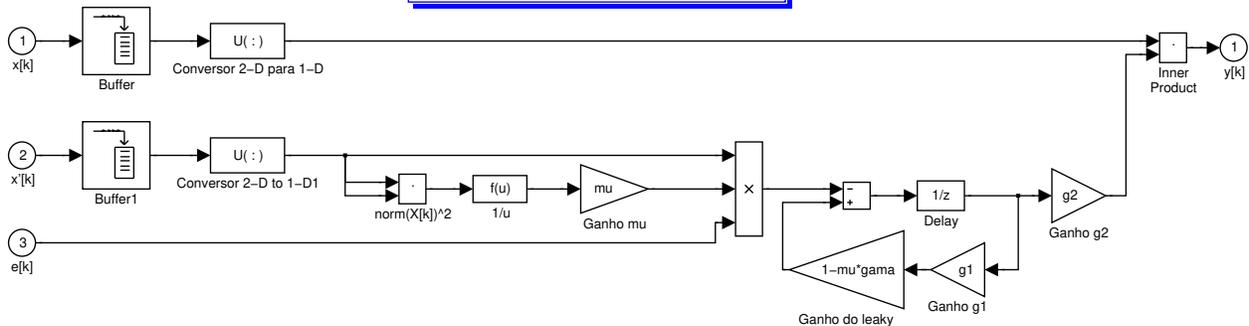


Figura C.6: Controlador Filtered-X LMS com “leak”.

realizada pelo microfone 1. A saída deste bloco fornecia o sinal de controle que era enviado ao atuador secundário. O diagrama de blocos deste controlador está ilustrado em C.7. Ao sinal de saída deste controlador também foi adicionado um ganho, que pode ser ajustado em 0 ou 1. A finalidade deste ganho é a mesma do ganho $g2$ do controlador LMS, ligar e desligar a ação do controlador.

Controle da Placa

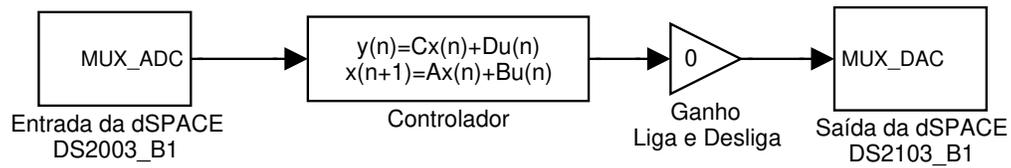


Figura C.7: Diagrama de blocos utilizado na implementação do controlador \mathcal{H}_2 para a contenção dos ruídos emitidos pela placa.

APÊNDICE D – Matrizes Utilizadas no MATLAB

Nesta seção serão apresentadas as matrizes dos modelos de estados calculados pelos algoritmos *Subspace Identification* e ERA, assim como as matrizes de estado do controlador \mathcal{H}_2 utilizado na implementação trabalhada.

Na identificação realizada pelo algoritmo ERA, as matrizes do sistema na forma de estado são dadas por:

$$[A] = \begin{bmatrix} 0.769 & 0.633 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ -0.633 & 0.769 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.808 & 0.566 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & -0.566 & 0.808 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.834 & 0.544 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -0.544 & 0.834 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.853 & 0.514 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -0.514 & 0.853 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.901 & 0.429 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -0.429 & 0.901 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.948 & 0.308 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -0.308 & 0.948 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.946 & 0.315 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & -0.315 & 0.946 \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} -0.190 \\ 0.129 \\ -0.102 \\ 0.113 \\ 0.174 \\ 0.0552 \\ 0.000631 \\ 0.131 \\ -0.0125 \\ 0.195 \\ -0.0128 \\ -0.143 \\ 0.0225 \\ 0.103 \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} -0.0949 & -0.0639 & 0.0491 & 0.0538 & 0.0859 & -0.0220 & 0.00223 & -0.0637 & -0.00657 & -0.0970 & 0.00965 & 0.0673 & 0.00129 & 0.0497 \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}$$

O algoritmo *Subspace Identification* retornou as seguintes matrizes de estado:

$$[A] = \begin{bmatrix} 0.952 & -0.272 & -0.0123 & 0.00896 & -0.0541 & -0.00558 & -0.0121 & 0.0879 & -0.0315 & 0.0863 & -0.0464 & 0.133 & -0.0692 & 0.154 & 0.0962 \\ 0.243 & 0.946 & 0.0987 & 0.00917 & -0.0673 & 0.137 & -0.0662 & -0.182 & 0.0187 & 0.0166 & -0.183 & -0.309 & 0.220 & -0.101 & -0.544 \\ -0.00532 & -0.0228 & 0.953 & 0.346 & -0.155 & 0.0596 & -0.0790 & 0.0514 & 0.188 & 0.00320 & -0.334 & 0.0593 & 0.380 & 0.138 & -0.492 \\ 0.0110 & 0.00427 & -0.257 & 0.945 & -0.0119 & 0.0709 & 0.0122 & -0.185 & 0.129 & 0.0918 & -0.0648 & -0.186 & 0.234 & 0.0943 & -0.346 \\ 0.00788 & 0.00396 & 0.0510 & 0.0187 & 0.972 & 0.226 & -0.0637 & -0.0279 & -0.310 & -0.210 & 0.0994 & -0.205 & -0.315 & -0.502 & 0.123 \\ 0.00280 & -0.0240 & -0.0198 & -0.0415 & -0.160 & 0.961 & 0.00314 & -0.103 & 0.343 & -0.121 & -0.162 & -0.0936 & 0.538 & -0.0227 & -0.532 \\ 0.0145 & 0.00440 & 0.00114 & 0.00610 & 0.00623 & -0.00378 & 0.952 & 0.291 & -0.281 & 0.0720 & 0.128 & 0.157 & -0.434 & 0.0365 & 0.494 \\ -0.000522 & -0.00297 & -0.00566 & 0.00546 & -0.00391 & 0.0213 & -0.163 & 0.964 & 0.0374 & 0.501 & 0.255 & 0.271 & -0.263 & 0.729 & 0.587 \\ -0.000466 & 0.00157 & 0.000729 & 0.000763 & 0.00344 & -0.00192 & 0.0182 & -0.00229 & 0.969 & 0.401 & -0.854 & -0.0964 & 0.432 & 0.388 & -1.14 \\ 0.000780 & 0.00186 & -0.000882 & -0.000868 & -0.000713 & -0.00378 & -0.00126 & -0.0139 & -0.0918 & 0.963 & -0.182 & 0.807 & 0.197 & 0.515 & 0.350 \\ -0.0000249 & 0.00152 & -0.000622 & 0.000270 & -0.000203 & -0.00222 & -0.00133 & 0.000263 & 0.0120 & 0.00854 & 0.968 & 0.289 & -0.978 & -0.471 & 0.703 \\ 0.000653 & 0.000973 & 0.000917 & 0.000393 & 0.000385 & 0.000621 & -0.000462 & -0.000554 & 0.00255 & -0.0227 & -0.108 & 0.948 & -0.452 & 0.925 & 0.380 \\ -0.000285 & 0.0000619 & -0.000149 & -0.0000215 & -0.000114 & -0.000446 & 0.000104 & 0.000995 & -0.000266 & -0.000764 & 0.00713 & 0.0189 & 0.955 & 0.193 & -1.26 \\ -0.000141 & 0.000537 & -0.000521 & -0.000906 & 0.000482 & -0.00102 & 0.000264 & -0.000570 & 0.000855 & -0.000995 & -0.00290 & -0.00692 & -0.0488 & 0.984 & 0.165 \\ -0.0000280 & 0.000147 & -0.000132 & -0.000168 & 0.0000965 & -0.000191 & -0.000114 & 0.0000989 & -0.000306 & 0.000234 & -0.000898 & 0.000614 & 0.0413 & -0.0149 & 0.970 \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} -0.00978 & 0.0326 \\ 0.0480 & -0.0560 \\ -0.000582 & -0.0259 \\ -0.00467 & 0.00724 \\ 0.0169 & -0.0194 \\ 0.0138 & -0.0224 \\ 0.00650 & -0.0434 \\ -0.00434 & -0.00221 \\ -0.000879 & -0.00941 \\ -0.000582 & -0.00916 \\ 0.00118 & -0.00565 \\ -0.000271 & -0.00155 \\ 0.000137 & -0.000772 \\ -0.000122 & -0.000766 \\ -0.0000365 & -0.000191 \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} -0.107 & -0.220 & 0.0635 & -0.0510 & -0.277 & 0.245 & -0.155 & -0.140 & -0.443 & 0.351 & -0.224 & -0.308 & -0.350 & 0.105 & -0.268 \\ 0.0547 & -0.0926 & 0.256 & -0.171 & 0.186 & -0.0543 & 0.177 & -0.405 & 0.219 & 0.308 & 0.390 & -0.279 & 0.103 & 0.337 & 0.0820 \end{bmatrix} \quad [D] = \begin{bmatrix} 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 \end{bmatrix}$$

O controlador \mathcal{H}_2 utilizado neste trabalho apresenta as seguintes matrizes de estado:

$$[A] = \begin{bmatrix}
 0.853 & -0.239 & -0.0596 & -0.477 & -0.0149 & -0.358 & 0.818 & -0.312 & -1.10 & 2.17 & -24.2 & -3.53 & 83.0 & 112.0 & -89.4 \\
 0.422 & 0.426 & 0.196 & 0.644 & -0.327 & 0.678 & -1.18 & 0.274 & 1.34 & -2.42 & 29.8 & 4.26 & -104.0 & -140.0 & 111.0 \\
 -0.0168 & -0.181 & 0.807 & 0.910 & -0.337 & 0.251 & -0.573 & 0.295 & 1.06 & -0.896 & 11.9 & 2.07 & -42.6 & -57.9 & 45.5 \\
 0.0282 & 0.0756 & -0.491 & 0.692 & 0.0266 & 0.0420 & 0.264 & -0.484 & -0.0163 & 0.561 & -5.55 & -1.24 & 19.1 & 24.7 & -21.1 \\
 0.00964 & -0.129 & 0.0914 & 0.264 & 0.866 & 0.579 & -0.505 & 0.144 & -0.00645 & -1.46 & 11.4 & 1.24 & -38.2 & -51.9 & 41.4 \\
 -0.00805 & -0.185 & -0.0353 & 0.156 & -0.335 & 1.03 & -0.378 & 0.0864 & 1.24 & -1.11 & 11.6 & 1.67 & -40.6 & -56.1 & 43.1 \\
 0.0127 & -0.293 & 0.00549 & 0.520 & -0.0721 & 0.322 & -0.0245 & 1.10 & 0.540 & -1.87 & 25.8 & 4.62 & -88.2 & -116.0 & 96.2 \\
 -0.00473 & -0.0216 & -0.0135 & 0.0332 & -0.0161 & 0.0559 & -0.360 & 0.901 & 0.142 & 0.852 & 1.70 & 1.18 & -5.48 & -4.65 & 7.09 \\
 -0.00329 & -0.0622 & 0.00269 & 0.113 & -0.0102 & 0.0673 & -0.157 & 0.116 & 1.13 & 0.315 & 3.87 & 0.812 & -17.5 & -24.4 & 17.6 \\
 -0.000836 & -0.0584 & 0.000394 & 0.106 & -0.0170 & 0.0604 & -0.188 & 0.0887 & 0.0511 & 0.429 & 5.0 & 2.37 & -18.3 & -22.9 & 20.8 \\
 -0.00137 & -0.0351 & 0.000322 & 0.0656 & -0.0106 & 0.0381 & -0.115 & 0.0685 & 0.160 & -0.244 & 4.11 & 1.07 & -13.1 & -15.7 & 14.7 \\
 0.000935 & -0.00762 & 0.00155 & 0.0165 & -0.00162 & 0.0113 & -0.0289 & 0.0155 & 0.0418 & -0.110 & 0.604 & 0.967 & -3.60 & -2.03 & 4.41 \\
 -0.000816 & -0.00512 & -0.0000720 & 0.00889 & -0.00163 & 0.00488 & -0.0152 & 0.0113 & 0.0190 & -0.0378 & 0.458 & 0.108 & -0.697 & -1.64 & -0.730 \\
 -0.000409 & -0.00417 & -0.000596 & 0.00721 & -0.000202 & 0.00379 & -0.0152 & 0.00888 & 0.0203 & -0.0385 & 0.448 & 0.0582 & -1.65 & -1.14 & 2.07 \\
 -0.0000992 & -0.00108 & -0.000160 & 0.00202 & -0.000144 & 0.00114 & -0.00433 & 0.00276 & 0.00429 & -0.00922 & 0.116 & 0.0213 & -0.325 & -0.563 & 1.33
 \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix}
 -0.0247 \\
 -0.190 \\
 0.0493 \\
 0.0141 \\
 0.00496 \\
 0.0172 \\
 -0.00855 \\
 -0.00393 \\
 0.00198 \\
 0.000830 \\
 -0.00202 \\
 -0.000127 \\
 -0.000336 \\
 0.0000813 \\
 0.0000208
 \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix}
 0.184 & 3.52 & -0.0662 & -6.04 & 0.941 & -3.80 & 10.4 & -6.49 & -12.9 & 24.4 & -301.0 & -49.2 & 1040.0 & 1390.0 & -1120.0
 \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix}
 0
 \end{bmatrix}$$