

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE A REDAÇÃO FINAL DA
TESE DEFENDIDA POR Diego Azevedo
Siviero E APROVADA
PELA COMISSÃO JULGADORA EM 08/07/2011
.....
[Assinatura]
ORIENTADOR

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

Diego Azevedo Siviero

**Controle Acústico Híbrido da Perda de
Transmissão Sonora**

Campinas, 2011

Diego Azevedo Siviero

Controle Acústico Híbrido da Perda de Transmissão Sonora

Tese apresentada ao Curso de Doutorado da Faculdade de Engenharia Mecânica da Universidade Estadual de Campinas, como requisito para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Mecânica.

Área de Concentração: Mecânica dos Sólidos e Projeto Mecânico

Orientador: Prof. Dr. José Roberto de França Arruda

Campinas
2011

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

Si94c Siviero, Diego Azevedo
Controle acústico híbrido da perda de transmissão sonora / Diego Azevedo Siviero. --Campinas, SP: [s.n.], 2011.

Orientador: José Roberto de França Arruda.
Tese de Doutorado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica.

1. Acústica. 2. Isolamento acústico. 3. Controle ruídos. I. Arruda, José Roberto de França. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Mecânica. III. Título.

Título em Inglês: Hybrid acoustic control of sound transmission loss

Palavras-chave em Inglês: Acoustics, Acoustic isolation, Noise control

Área de concentração: Mecânica dos Sólidos e Projeto Mecânico

Titulação: Doutor em Engenharia Mecânica

Banca examinadora: Arcanjo Lenzi, Lázaro Valentim Donadon, Stelamaris Rolla

Bertoli, José Maria Campos dos Santos

Data da defesa: 08/07/2011

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

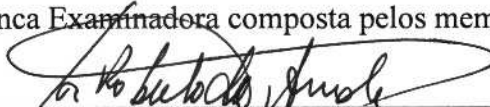
TESE DE DOUTORADO

**Controle Acústico Híbrido da Perda de
Transmissão Sonora**

Autor: Diego Azevedo Siviero

Orientador: Prof. Dr. José Roberto de França Arruda

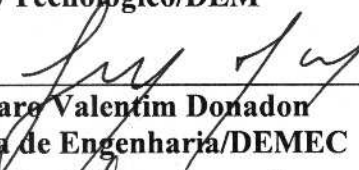
A Banca Examinadora composta pelos membros abaixo aprovou esta Tese:



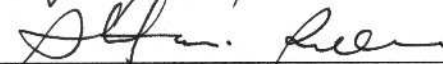
Prof. Dr. José Roberto de França Arruda
UNICAMP/Faculdade de Engenharia Mecânica/DMC



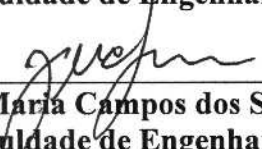
Prof. Dr. Arcanjo Lenzi
UFSC/Centro Tecnológico/DEM



Prof. Dr. Lázaro Valentim Donadon
UFMG/Escola de Engenharia/DEMEC



Profa. Dra. Stelamaris Rolla Bertoli
UNICAMP/Faculdade de Engenharia Civil



Prof. Dr. José Maria Campos dos Santos
UNICAMP/Faculdade de Engenharia Mecânica/DMC

Campinas, 8 de julho de 2011.

Agradecimentos

Agradeço a todos que estiveram ao meu lado durante a realização deste trabalho. Em especial, agradeço à minha esposa Fernanda e ao pequeno Fabrício que ainda está a caminho por serem meus maiores motivadores. Aos meus pais, Valter e Eliane por todo o amor e incentivo e aos meus sogros Wanderley e Marilene pelo carinho e apoio.

Ao Prof. José Roberto de França Arruda por me abrir as portas da pós-graduação e me acompanhar por todas as estradas que levaram à elaboração deste trabalho, sempre me apoiando de maneira prestativa e objetiva.

Aos membros da banca examinadora que contribuíram de maneira significativa na elaboração da versão final desta tese.

Agradeço ao meu “irmão acadêmico” Rafael R. Kawano pelo companheirismo e amizade. Parte de meu espírito inovador e empreendedor de hoje pode ser creditado a todas as lições de vida que recebi durante os anos que passei ao seu lado na pós-graduação.

Agradeço aos técnicos do Departamento de Mecânica Computacional da FEM/UNICAMP, José Luís e Geraldo, pelo auxílio durante as montagens dos experimentos deste trabalho. Sem a ajuda dos mesmos, este trabalho não teria se desenvolvido no prazo necessário.

Agradeço aos professores Dr. André L. Goldstein, Dr. Pierre Lamary e Dr. Lázaro V. Donadon pelo acompanhamento e suporte durante estes últimos anos.

Aos amigos Lucas Cóser, Adriano Fabro, Alexander Matioli, Saon Vieira, Everton Viana, Thais Santos e Priscila Brandão pelos agradáveis momentos que passamos no Laboratório de Vibroacústica que tornaram esta jornada mais prazerosa.

Finalmente, agradeço ao CNPq e à FAPESP pelo suporte financeiro sem o qual este trabalho não teria começado.

Resumo

O controle da transmissão sonora em painéis é um problema que tem despertado a atenção das indústrias automobilísticas, aeronáutica e aeroespacial. As estratégias de controle de ruído passivo utilizadas com esta finalidade não apresentam boa eficiência em todo espectro audível, pois apesar de ser uma solução robusta, não é eficaz na absorção de ruídos de baixas frequências (menos de 1kHz). Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um protótipo de isolador acústico híbrido que agrega elementos do tradicional controle passivo (material poroso, espuma de melamina mais especificamente) e do controle ativo de ruídos (transdutores piezelétricos comandados por um sinal elétrico conveniente) para complementar a eficiência de absorção sonora em baixas frequências. Como a medição da perda de transmissão sonora não pode ser realizada diretamente, este estudo também apresenta uma simulação computacional comprovando a possibilidade de se atuar ativamente em outras grandezas acústicas para se obter o controle indireto da perda de transmissão sonora. O algoritmo de controle utilizado neste trabalho é o Filtered-X LMS normalizado, implementado no domínio do tempo e no domínio da frequência. Após a comprovação da efetividade do controle na simulação, um tubo de ondas planas foi construído para teste e desenvolvimento do isolador proposto. Finalmente, o protótipo foi aplicado a um painel reforçado fixado em uma janela que divide duas câmaras acústicas (uma anecóica e outra reverberante) para medir a perda de transmissão sonora do conjunto. Os resultados apontam um considerável aumento na perda de transmissão das baixas frequências no tubo de ondas planas. A aplicação do isolador no painel reforçado não apontou resultados conclusivos.

Palavras-chave: Acústica, Isolamento acústico, Controle ativo de ruídos.

Abstract

The control of transmission loss through panels is a problem that has attracted the attention of automotive, aeronautical and aerospace industries. The passive noise control strategies used for this purpose does not have high efficiency in all audible spectrum, although it consists in a robust solution, it is not effective in low frequency absorb (below 1kHz). This work presents the development of an acoustic insulator prototype that combines traditional passive noise control elements (porous materials, melamine foam more specifically) with active noise elements (piezoelectric transducer driven by a convenient electric signal) to complement the sound absorbing in low frequencies. As the transmission loss measuring cannot be performed instantaneously, this study also presents a computational simulation showing the possibility of actuating actively in other acoustical quantities to obtain the indirect control of the sound transmission loss. The active control algorithm used in this research is the normalized Filtered-X LMS, implemented in time and frequency domains. After verification of the effectiveness of this controller in the simulation, a plane wave duct was built for testing and development of the proposed isolator. Finally, the prototype was applied to a reinforced panel placed in a window that divides two acoustic chambers (anechoic and reverberant) to measure the sound transmission loss of the assembly. The results showed an increase in the low frequency transmission loss when the isolator was tested in the plane wave duct. The tests with the reinforced plate did not show conclusive results.

Key-words: Acoustics, Acoustic isolation, Active noise control.

Lista de Ilustrações

Figura 1 - Deslocamento, velocidade de partícula e aceleração de partícula de uma onda sonora.	22
Figura 2 - Representação esquemática do princípio do controle ativo de ruídos.	24
Figura 3 - Controle por filtragem adaptativa proposto por Widrow et al em 1975.	32
Figura 4 - Aplicação do controle adaptativo proposto por Widrow et al em 1975(KUO e MORGAN, 1999).	32
Figura 5 - Controle adaptativo sugerido por Morgan com filtragem do sinal de erro pelo inverso da planta secundária.	33
Figura 6 - Diagrama de blocos do controlador Filtered-X LMS.	34
Figura 7 - Filtered-X LMS no domínio da frequência.	34
Figura 8 – Formato da espuma inteligente proposta por Gentry, Guigou e Fuller em 1996.	36
Figura 9 - Célula montada a partir da espuma inteligente.	37
Figura 10 - Outra concepção de Espuma inteligente.	38
Figura 11 - Espuma inteligente utilizada na medição da absorção ativa.	38
Figura 12 - Sistema de dutos utilizado para simulação dos controladores.	44
Figura 13 - Verificação do funcionamento do controle no sistema de dutos.	50
Figura 14 - Atenuação da pressão sonora aleatória em função da ordem do filtro.	51
Figura 15 - Sistema hipotético de dutos.	55
Figura 16 - Elemento de tubo simples.	57
Figura 17 - Comparação entre as curvas de resposta em frequência das respostas do sistema original e identificado.	62
Figura 18 - Montagem do sistema de dutos inicial a partir das três plantas identificadas dentro do Simulink®.	63
Figura 19 - Comparação dos resultados obtidos com o uso do Simulink® com os obtidos utilizando o método do elemento espectral.	65
Figura 20 - Curvas de perda de transmissão sonora com controladores.	67
Figura 21 - TL obtida utilizando como distúrbio um sinal multissenso.	68

Figura 22 - TL controlada utilizando ruído branco com distúrbio primário e ordem alta dos filtros FIR.....	69
Figura 23 - Resultados da perda de transmissão sonora com o distúrbio primário composto por somatória de senos.....	71
Figura 24 - Perda de transmissão sonora ativa com e sem a incidência de ruído de ruído no sensor de erro durante a adaptação.	72
Figura 25 - Gráfico da pressão sonora nos pontos P1 a P4 sem controle de pressão.....	73
Figura 26 - Pressões sonoras nos pontos de medição com a atuação do controlador	73
Figura 27 - Esquema da secção transversal do tubo de ondas planas construído.....	75
Figura 28 - Alto-falante escolhido como fonte sonora do tubo de ondas planas.....	78
Figura 29 - Vista em corte da flange de suporte do microfone.	79
Figura 30 - Foto da flange construída com um microfone dentro.....	79
Figura 31 - Vista da terminação do duto com a mesma inclinação em todos os lados.	80
Figura 32 - Diagrama esquemático com as dimensões do tubo de ondas planas. As medidas estão em milímetros.....	82
Figura 33 - Comparação entre as medições das curvas de perda de transmissão sonora obtidas com diferentes metodologias.....	84
Figura 34 - Comparação entre as curvas de perda de transmissão sonora experimental e numéricas.....	85
Figura 35 - Comparação entre os resultados numéricos e experimentais da perda de transmissão sonora de uma placa de alumínio.	86
Figura 36 - Composição do Thunder fabricado pela FACE International Inc.	89
Figura 37 - Indicação da direção de deformação da película QP10N®.....	90
Figura 38 - Indicação da direção de deformação do Thunder®.....	90
Figura 39 - Foto ilustrando o tamanho dos transdutores piezelétricos.....	91
Figura 40 - Fotos das placas acrílicas com a fixação dos transdutores piezelétricos.....	91
Figura 41 - Posicionamento dos 14 pontos de medição do deslocamento absoluto das placas acrílicas com diferentes atuadores.....	92
Figura 42 - Deslocamento absoluto nos pontos de medição da placa acrílica utilizando diferentes transdutores piezelétricos.	93

Figura 43 - Vista explodida da espuma inteligente proposto.	94
Figura 44 - Dimensões e vistas da placa de acrílico.....	94
Figura 45 - Comparação entre os sinais de pressão sonora medidos a 1cm da superfície da espuma inteligente.	95
Figura 46 - Identificação da planta secundária.....	96
Figura 47 - Perda de transmissão sonora da espuma inteligente em bandas de oitava.....	97
Figura 48 - Perda de transmissão sonora da espuma inteligente acoplada a uma placa de alumínio engastada.	98
Figura 49 - Vista explodida da espuma inteligente com abas de fixação da placa de acrílico....	100
Figura 50 - Placa acrílica com ranhura para facilitar a flexão.....	100
Figura 51 - Pressão sonora medida por um microfone posicionado a 10mm da face da espuma ativa.	100
Figura 52 - Níveis de pressão sonora emitidos pela placa de acrílico quando alimentada por um ruído branco de 180V.	101
Figura 53 - A esquerda é possível observar os fios de platina utilizados para medir a velocidade de partícula. A direita está um desenho do diagrama de directividade deste tipo de sensor.	103
Figura 54 - Circuito condicionador do sinal do microfone de eletreto.....	105
Figura 55 – Caixa onde foi montado o circuito condicionador do sinal do microfone de eletreto.	106
Figura 56 - Curva de resposta em frequência entre o microfone GRAS 40AD e o microfone de eletreto.	106
Figura 57 - Sinal resultante da soma das senóides.	109
Figura 58 - Posicionamento dos sensores de erro no mesmo plano de medição.....	110
Figura 59 - Espuma inteligente com o microfone de eletreto embutido.	110
Figura 60 - Terminação do tubo com espumas inseridas na terminação.....	111
Figura 61 - Identificação das plantas secundárias.	112
Figura 62 - Esquema de ligação dos equipamentos para a medição da perda de transmissão sonora.	114
Figura 63 - Etapas percorridas durante o procedimento de medição da TL.....	114

Figura 64 - Esquema de ligação dos equipamentos para o segundo experimento de medição da TL.	117
Figura 65 - Síntese das condições do controle ativo durante as medições da TL realizadas no segundo experimento.	117
Figura 66 - Etapas da medição da perda de transmissão sonora ativa.	117
Figura 67 - Etapas da medição da TL ativa do isolador com ruído no sinal de erro instantâneo.	119
Figura 68 - Esquema de ligação dos equipamentos para a medição da TL ativa com a presença de ruído no sinal de erro.	119
Figura 69 - Foto do tubo de ondas planas com a fonte de ruído exógeno no canto inferior esquerdo.	120
Figura 70 - Perda de transmissão sonora ativa e passiva sem ruído no sinal de erro.	121
Figura 71 - Nível dos sinais de erro instantâneo com e sem a atuação do controle no domínio do tempo.	122
Figura 72 - Perda de transmissão sonora obtida com ruído no sinal do erro instantâneo.	123
Figura 73 - Auto-espectros dos sinais de erro instantâneo.	124
Figura 74 - Soma dos valores da perda de transmissão sonora nas frequências individuais dos resultados dos experimentos 2 e 3.	126
Figura 75 - Comparação entre as medições realizadas entre o microfone GRAS 40AD e o microfone de eletreto.	127
Figura 76 - Tensão da lei de controle do controle no domínio do tempo para o microfone de eletreto a 150mm do atuador e para o mesmo microfone embutido no atuador.	128
Figura 77 - Esquema de medição da perda de transmissão sonora de uma placa utilizando salas acústicas.	132
Figura 78 - Sistema de reprodução sonora dentro da câmara reverberante.	133
Figura 79 - Dimensões das câmaras acústicas em cm.	134
Figura 80 - Pontos de medição da pressão sonora na câmara anecóica. Todas as dimensões estão em cm.	135
Figura 81 - Vista da placa em medição. Na foto da esquerda, vista da placa de dentro da câmara reverberante. Na foto da direita, vista da placa da câmara anecóica.	136
Figura 82 - Comparação entre os resultados previstos e experimentais para a placa de aço.	137

Figura 83 - Foto do painel reforçado fixado à janela entre as câmaras acústicas.....	138
Figura 84 - Esquema de medição da TL do painel reforçado.....	138
Figura 85 - Painel reforçado com lã de vidro ensacada posicionada nos vãos entre as vigas de reforço da placa.	139
Figura 86 - Resultado da TL do painel reforçado computado na França. A TL do painel experimental é indicada por Structure seule:ESS. A TL do mesmo painel computada utilizando FEM é designada por Structure seule:EF. No gráfico ainda está a indicação de uma TL calculada de analiticamente, definida por Structure seule:AN.....	140
Figura 87 - Resultado experimental da perda de transmissão sonora do painel utilizando o método apresentado nesta Tese.	141
Figura 88 - Comparação entre as curvas de perda de transmissão sonora medidas com a aplicação de lã de vidro nos vãos do painel reforçado e sem a lã de vidro.	141
Figura 89 - Perda de transmissão sonora do painel reforçado com e sem lã de vidro nos vãos. .	142
Figura 90 - Esquema do posicionamento dos microfones para a medição da TL do painel com os isoladores híbridos.....	143
Figura 91 - Foto do painel reforçado com os isoladores híbridos instalados.	143
Figura 92 - Identificação do caminho secundário de um dos isoladores híbridos.....	144
Figura 93 - Perda de transmissão sonora medida no painel reforçado com o uso de lã de vidro ou do isolador híbrido com controle ativo em funcionamento.....	145
Figura 94 - Perda de transmissão sonora do painel reforçado com e sem o funcionamento do controle ativo.	146
Figura 95 - Diagrama de blocos do controlador Filtered-X LMS normalizado implementado no Simulink® para o controle do sistema de dutos.	161
Figura 96 - Sistema implementado dentro do bloco Filtered-X LMS normalizado.....	161
Figura 97 - Diagrama da implementação do Filtered-X LMS normalizado no Simulink®.com desligamento automático do sinal de erro instantâneo.	168
Figura 98 - Implementação do controlador Filtered-X LMS normalizado na simulação computacional de controle indireto da TL.....	169
Figura 99 - Controlador Filtered-X LMS normalizado no domínio da frequência aplicado ao mesmo sistema de dutos.	171

Figura 100 - Controlador Filtered-X LMS no domínio da frequência.	172
Figura 101 - Transformada rápida de Fourier.	172
Figura 102 - Transformada rápida de Fourier inversa.	172
Figura 103 - Adaptação e filtragem do controle no domínio da frequência.	172
Figura 104 - Bloco de normalização do Filtered-X LMS no domínio da frequência.	173

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Atenuação da pressão sonora em função da ordem do filtro.....	51
Tabela 2 - Propriedades da lã de vidro utilizada para realizar o tratamento acústico do painel reforçado.....	140

Lista de Abreviaturas e Siglas

Letras Latinas

A, B	- Constantes	
[A], [B], [C], [D]	- Matrizes de estado	
E	- Módulo de Elasticidade	[GPa]
c	- Velocidade de propagação do som no ar	[m/s]
f	- Frequência	[Hz]
h	- Espessura da chapa	[m]
i	- Número imaginário	$\sqrt{-1}$
I	- Intensidade acústica	[W/m ²]
k	- Número de onda	[ω/c]
[K]	- Matriz de rigidez	
L	- Comprimento do tubo	[m]
[M]	- Matriz de inércia	
p	- Pressão sonora	[Pa]
S	- Área da secção transversal	[m ²]
u	- Velocidade de partícula	[m/s]
V	- Velocidade de volume	[m ³ /s]
W	- Vetor de ganhos do filtro adaptativo	
W_{Acústico}	- Energia acústica	[W]

.....

Letras Gregas

γ	- Massa por unidade de área	[kg/m]
λ	- Comprimento de onda	[m]
ν	- Coeficiente de Poisson	
μ	- Passo de convergência	
ω	- Frequência angular	[rd/s]
ρ_0	- Densidade do ar	[kg/m ³]

.....

Superescritos

*	- Conjugado	
'	- Filtrado pela estimativa da planta secundária	

.....

Subscritos

k+1	- Valores futuros do vetor após a iteração	
0	- Valor no início do eixo de posição considerado	
L	- Valor na posição “L” do eixo de posição considerado	

.....

Abreviações

ANC	- <i>Active Noise Control</i>
ASAC	- <i>Active Structural Acoustic Control</i>
ASIC	- <i>Active Sound Intensity Control</i>
DSP	- <i>Digital Signal Processing</i>
FEM	- <i>Finite Element Method</i>
FRF	- <i>Função de Resposta em Frequência</i>
GPU	- <i>Graphics Processing Unit</i>
LMS	- <i>Least Mean Square</i>
SEM	- <i>Spectral Element Method</i>
TL	- <i>Transmission Loss</i>

Siglas

DMC	- <i>Departamento de Mecânica Computacional</i>
ICAO	- <i>International Civil Aviation Organization</i>

.....

Sumário

1	Introdução.....	19
1.1	Controle de ruído na fonte	20
1.2	Controle de ruído no receptor	20
1.3	Controle de ruído no caminho acústico	21
1.3.1	O controle passivo de ruídos	21
1.3.2	O controle ativo de ruídos	23
1.3.3	O controle híbrido de ruídos.....	25
1.4	Objetivos do trabalho.....	25
1.5	Organização do trabalho	27
2	Revisão bibliográfica.....	29
2.1	Histórico do controle ativo de ruídos.....	29
2.2	Controle adaptativo de ruído.....	31
2.3	Atuadores piezelétricos	35
2.4	Espumas inteligentes.....	35
2.5	Perspectivas futuras do trabalho	41
3	Os controladores Filtered-x LMS.....	43
3.1	Criando um sistema acústico para controle	43
3.2	O controlador Filtered-X LMS no domínio do tempo	46
3.3	O controlador Filtered-X LMS no domínio da frequência	52
3.4	Cópia da planta secundária	53
4	Simulação computacional do problema	55
4.1	Gerando o modelo de estados a partir da formulação por elemento espectral	57
4.1.1	Formulando o tubo infinito	59

4.1.2	Equação global do modelo acústico e implementação computacional	60
4.2	Determinando a perda de transmissão sonora do sistema.....	63
4.3	Aplicando os controladores.....	66
5	Construindo um tubo de ondas planas para medição da perda de transmissão sonora	75
5.1	Fonte sonora do tubo de ondas planas.	77
5.2	O suporte dos microfones	78
5.3	Terminação anecóica	79
5.4	Formulação para o calculo da TL	80
5.5	Validação do método de medição	83
6	A espuma inteligente.....	88
6.1	Montagem da espuma inteligente	93
6.2	Modificações na placa de acrílico.....	99
7	Comparação experimental entre controladores e sensores de erro	102
7.1	O sensor de velocidade de partícula.....	102
7.2	O microfone de eletreto	104
7.3	O experimento.....	107
7.4	Posicionamento dos sensores de erro.....	109
7.5	Identificação da planta secundária	110
7.6	O processo de medição	112
7.6.1	Medida da perda de transmissão sonora passiva.....	113
7.6.2	Medição da perda de transmissão sonora ativa	115
7.6.3	Medição da perda de transmissão sonora ativa com ruído no sinal do erro...	118
7.7	Resultados	120
7.8	Análise de desempenho	125

8	Aplicação do isolador acústico em um painel reforçado.....	130
8.1	Medição da perda de transmissão sonora experimental.....	132
8.2	Medição do painel reforçado	137
8.3	Medição da TL do painel com tratamento acústico	139
8.3.1	Utilização da espuma inteligente.....	142
9	Conclusão	147
9.1	Sugestões para trabalhos futuros.....	150
	Referências	153
	Apêndice A – Programas desenvolvidos durante o trabalho	159

1 INTRODUÇÃO

O controle do ruído indesejado provocado pelo funcionamento dos dispositivos que nos cercam no dia-a-dia está ganhando espaço na indústria nas últimas décadas. Estão em vigor normas que atuam na regulamentação dos níveis de ruído aos quais os usuários de determinado equipamento estão expostos. Como exemplos, temos uma organização internacional voltada para o desenvolvimento das aeronaves que estabelece metas e níveis de ruídos aceitáveis dentro da aviação (INTERNATIONAL CIVIL AVIATION ORGANIZATION, 2007). No Brasil existe a norma NBR 10152 que regulamenta os níveis de ruído visando o conforto acústico (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 2000).

Entretanto, no caso específico dos meios de transporte, muitas vezes a busca pelo conforto acústico concentra grande parte de seus esforços não no controle do ruído ambiente, mas sim no controle da transmissão sonora entre os meios externo e interno uma vez que as fontes de ruído encontram-se fora do ambiente onde os usuários deste meio de transporte estão. Utilizando o carro como exemplo, pode-se dizer que o ruído interno durante o funcionamento do mesmo ao longo de uma estrada é originado no funcionamento do conjunto formado por motor e transmissão, no atrito do solo com o pneu, na movimentação da suspensão, no acionamento dos freios e finalmente pela aerodinâmica do carro. Como é possível observar, nenhuma das fontes citadas está posicionada dentro da cabine onde se encontra o motorista, mas o ruído produzido pode ser claramente percebido.

É possível abordar o problema do ruído indesejado de três formas distintas: realizando o controle na fonte, modificando os sistemas geradores de ruído para reduzir a emissão de sinais sonoros sem comprometer o objetivo do sistema, controle de ruído no caminho acústico, que será detalhado adiante e finalmente, como última alternativa, controle no ouvinte, quando não podemos modificar o sistema que está produzindo o ruído nem alterar de alguma forma o caminho do sinal sonoro entre a fonte e o ouvinte (BARRON, 2003). De forma geral, objetivo do controle de ruídos é reduzir o nível de ruído nas proximidades do receptor.

1.1 CONTROLE DE RUÍDO NA FONTE

Este tipo de controle de ruído é praticado diretamente na fonte geradora de ruído, modificando o processo de funcionamento da mesma de forma conveniente para se impedir a geração do ruído. Uma modificação possível que exemplifica este tipo de controle pode ser visto em uma fábrica de cadernos, substituindo uma guilhotina para corte de papel que funcione por impacto por uma máquina similar que utiliza uma lâmina rotativa. Ainda, entre outros exemplos, temos a possível substituição de sopradores para remoção de cavaco em um processo de usinagem por pincéis ou a substituição de uma transmissão feita por engrenagens de dentes retos por correias em “V”.

Em alguns casos, o ruído gerado não vem do processo em execução por uma máquina, mas sim da vibração dos painéis que compõe a máquina. Neste caso, a solução do problema está na instalação de painéis mais espessos, aumentando a rigidez do mesmo, ou instalando amortecedores de borracha ou reduzir as dimensões destes painéis são alternativas para a redução do ruído na fonte.

No caso do ruído ser gerado por vibração dos painéis que compõe o equipamento, existe um tipo de controle ativo (o conceito de controle ativo será abordado com mais detalhes na seção 1.3.2), denominado Controle Ativo de Ruído via Atuação Estrutural (ASAC) que utiliza elementos piezelétricos para controlar a vibração do painel, reduzindo o som radiado pelo mesmo (CRAWLEY e DE LUIS, 1987).

1.2 CONTROLE DE RUÍDO NO RECEPTOR

Geralmente está é a última opção para reduzir o ruído no receptor devido às limitações que acompanham esta estratégia. Os operários de uma fábrica que estão utilizando protetores auriculares podem não ouvir um alarme de incêndio ou o pedido por ajuda de um colega de trabalho.

Um exemplo deste tipo de controle são os protetores auriculares utilizados pelos pilotos de corrida, uma vez que não é possível alterar os motores dos carros por questões de desempenho e não é possível modificar o caminho acústico entre as fontes de ruído e o cockpit por restrições na

distribuição do peso no veículo. Outro exemplo de aplicação neste sentido é a utilização dos protetores auriculares pelos fiscais de pista dos aeroportos.

É possível se montar um sistema de controle ativo de ruídos utilizando fones de ouvido que emitem sinais sonoros em níveis de pressão similares aos ruídos indesejados, mas em oposição de fase, produzindo uma interferência destrutiva que cancela o ruído momentos antes do mesmo entrar no aparelho auditivo. Maiores detalhes sobre controle ativo serão dados na seção 1.3.2 deste capítulo.

Uma técnica que se enquadra dentro desta categoria de controle é a limitação de exposição ao ruído por período de tempo, minimizando as possibilidades de que os trabalhadores de uma fábrica venham a sofrer perdas auditivas. No Brasil, temos uma série de normas que regulamentam a exposição ao ruído, por exemplo, a Portaria número 3214 do Ministério do Trabalho contém a Norma Regulamentadora 15 (NR15) que estabelece os limites de tolerância para exposição e ruído em seu anexo I (BRASIL - MINISTÉRIO DO TRABALHO, 1978).

1.3 CONTROLE DE RUÍDO NO CAMINHO ACÚSTICO

O controle de ruídos no caminho acústico é utilizado quando não é economicamente viável ou prático modificar a fonte de ruído. Por exemplo, no caso de um compressor de ar que funciona ao ar livre, é possível enclausurá-lo, de forma que o ruído produzido pelo funcionamento do mesmo não vá diretamente ao ouvinte. Existem dois grandes subgrupos divididos pela forma de atuação nesta modalidade de estratégia de controle: O controle passivo e o controle ativo de ruídos.

1.3.1 O controle passivo de ruídos

Esta estratégia de controle consiste na inserção de barreiras no caminho das ondas acústicas entre a fonte e o ouvinte de forma que parte da energia acústica se dissipe. Normalmente, estas barreiras são acrescidas de material poroso no lado mais próximo da fonte sonora. Ao colidir com o material poroso, parte da energia acústica é absorvida e dissipada na forma de calor.

Quando uma frente de onda entra pelos poros de um material de absorção, esta sofre sucessivas reflexões ao colidir com as membranas que delimitam os poros. A cada reflexão, parte da energia é convertida em movimento de dilatação ou compressão destas membranas, movimento que por sua vez é convertido em calor pela viscosidade do material absorvedor e desta forma a energia cinética das moléculas de ar que estão propagando determinado sinal sonoro é convertida em energia térmica.

Se o material de absorção posicionado sobre uma parede rígida tiver no mínimo $\lambda / 4$ (um quarto do comprimento de onda) da menor frequência que se deseja atenuar, garantimos que em algum lugar deste material a onda acústica estará na condição desejada para a maximização da absorção. Esta consideração é válida para incidência de ondas no plano normal ao absorvedor acústico. Para incidência difusa, se a espessura da espuma for maior que $\lambda / 8$ já é possível obter níveis de absorção acima de 80% (BARRON, 2003; EVEREST, 2001).

Observando o gráfico da Figura 1 que apresenta as curvas de deslocamento, velocidade e aceleração, é possível ilustrar porque um quarto do comprimento de onda da menor frequência a ser atenuada deve ser a espessura do material de absorção, uma vez que neste intervalo garantimos a condição de velocidade máxima no deslocamento de partícula.

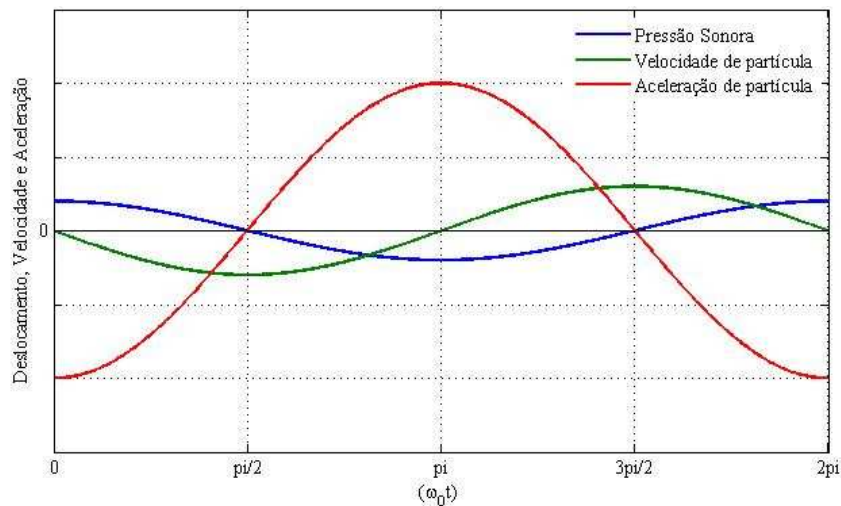


Figura 1 - Deslocamento, velocidade de partícula e aceleração de partícula de uma onda sonora.

Observe que no caso tratado a energia acústica é dissipada sem o acréscimo de nenhuma energia extra ao sistema. Por isso este método é classificado como passivo. As propriedades do material poroso utilizado como absorvedor (densidade, tortuosidade, resistividade ao fluxo de ar, entre outros) também influenciam na absorção (ALLARD, 1993). O critério apresentado para a seleção da espessura do material de absorção visa proporcionar um ponto de partida para o dimensionamento do material de controle acústico.

A limitação da absorção sonora passiva está no controle das baixas frequências. Ao se projetar um revestimento para absorver um ruído de 60Hz emitido por um transformador, considerando a velocidade de propagação do som no ar como 343m/s, o comprimento de onda desta frequência será aproximadamente 5,7m. Segundo o critério descrito para incidência normal, seria necessário um revestimento com material de absorção com aproximadamente 1,5m em cada parede que cerca este transformador. Tal projeto, apesar de absurdo, pode até ser colocado em prática no caso não exista limitações de espaço onde a fonte de ruído irá funcionar.

Caso uma fonte de ruído emita um sinal sonoro nesta mesma frequência nas proximidades do motor de um carro, imagine a conveniência de se instalar um absorvedor com 1,5m em volta deste motor. Assim, convencionou-se que este tipo de tratamento acústico é apropriado para frequências superiores a 1kHz.

Uma forma de se contornar o problema de dimensão do tratamento passivo é a utilização de camadas de diferentes materiais intercalados com paredes rígidas e por camadas de ar o que reduz as dimensões de um isolador para baixas frequências, mas ainda assim existe um acréscimo de massa que podem ser proibitivos dependendo de onde está inserida a barreira acústica (FAHY, 2001; JACOBSEN *et al.*, 2009).

1.3.2 O controle ativo de ruídos

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 denominado “controle passivo de ruídos”) por limitações de espaço ou eficiência. O custo dos méto-

dos passivos de dissipação de ruídos é menor e sua utilização mais simples e robusta em comparação com os sistemas ativos de controle, o que faz deste último sempre que possível preterido.

Em linhas gerais, no controle ativo de ruído acrescentamos uma segunda fonte sonora ao problema acústico de modo que o sinal emitido por esta segunda fonte provoque uma interferência destrutiva no sinal sonoro emitido pela fonte primária, que desejamos controlar, como ilustrado na Figura 2.

Os sinais emitidos pela fonte secundária provem de um sistema eletrônico de processamento de sinais (DSP) que é alimentado por sensores, posicionados na maior parte das vezes em locais onde desejamos que o ruído fosse minimizado, dependendo do tipo de estratégia de controle utilizada.

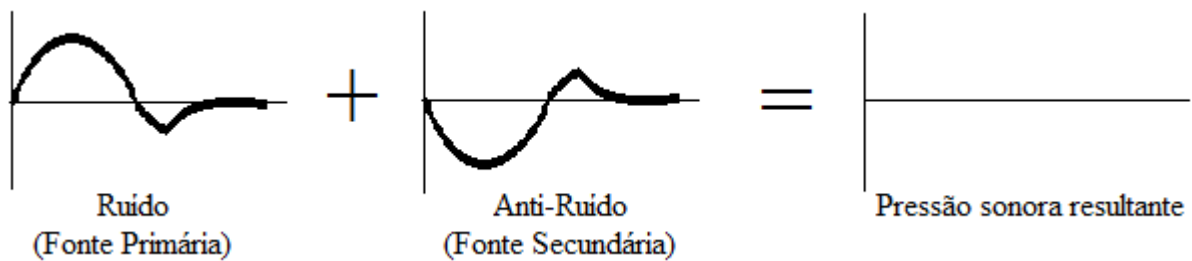


Figura 2 - Representação esquemática do princípio do controle ativo de ruídos.

Assim como no caso do controle passivo de ruídos, existem algumas limitações no controle ativo. Como maiores custos estão envolvidos nos projetos de controle ativo, quando comparado com o controle passivo, este deve ser aplicado apenas onde não é possível atingir resultados desejados apenas com estratégias passivas. Outra limitação do controle ativo de ruídos está no tipo de estratégia de controle implementada. Quando estas estratégias não forem adaptativas, ao se variar o sistema acústico (mudanças de pressão, temperatura, condições de contorno, etc.) o sistema pode se instabilizar e deixar de funcionar. No caso de mudanças muito bruscas nas condições ambientais, até mesmo as estratégias de controle ativo do tipo adaptativas podem vir a se instabilizar. Desta forma, é comum se aplicar o controle ativo de ruídos apenas onde é inviável a obtenção de resultados desejados com a utilização da estratégia passiva.

1.3.3 O controle híbrido de ruídos

Neste trabalho, muitas vezes será utilizada a expressão “controle híbrido de ruídos” para designar uma estratégia de controle que apresenta elementos de controle passivo e elementos de controle ativo unidos em uma única peça, trabalhando simultaneamente. O controle híbrido é uma tentativa de se agregar em um único atuador todas as vantagens de cada uma das estratégias, como a eficiência e robustez do controle passivo, com a capacidade de se controlar baixas frequências dos controladores ativos. Na literatura, o termo controle híbrido também é utilizado para designar um algoritmo de controle que apresenta características dos controles por realimentação de saída (também chamados de “*feedback*”) e características dos controladores preditivos com filtragem adaptativas (“*feedforward*”) (KUO e MORGAN, 1996).

Para exemplificar o controle híbrido de ruídos tem-se a espuma inteligente desenvolvida na década de 90 (FULLER, GUIGOU e GENTRY, 1996) que consistia em um bloco de espuma melamina com uma camada de material piezelétrico (PVDF) no centro deste bloco. O princípio básico de funcionamento consiste na absorção passiva da espuma em altas e médias frequências e no controle ativo em baixas frequências utilizando a película de material piezelétrico como atuador que ao ser alimentado por uma tensão alternada emitia som de acordo com a frequência do sinal de alimentação.

1.4 OBJETIVOS DO TRABALHO

Os objetivos deste trabalho podem ser agrupados em etapas para facilitar a compreensão da ordem cronológica do desenvolvimento do mesmo. Na primeira etapa buscou-se uma constatação de que é possível realizar um controle ativo da perda de transmissão sonora de forma indireta. Tal constatação foi verificada com o desenvolvimento de uma plataforma de simulação numérica de um sistema acústico implementada com o auxílio do método dos elementos espectrais e do ambiente de programação gráfica do Matlab[®], o Simulink[®].

Na etapa seguinte um protótipo de espuma inteligente otimizado para incrementar especificamente a perda de transmissão sonora foi abordado. Para este estudo, um tubo de ondas planas de secção retangular foi projetado e construído. A validação do tubo e do método utilizado para o

cálculo da perda de transmissão sonora foi realizada com o auxílio do método dos elementos finitos.

No processo de otimização do protótipo da espuma inteligente buscou-se selecionar um modelo de transdutor eletromecânico (responsável pela injeção do sinal de controle ativo do atuador) que apresentasse melhores resultados dentro do critério de desempenho adotado, a perda de transmissão sonora. Foram testados dois transdutores, a película QP10N[®] fabricada pela empresa Mide e o Thunder 7R[®] fabricado pela Face International, aplicados em condições idênticas de trabalho.

Ainda buscando uma otimização do atuador, três modelos diferentes de atuadores foram testados com o intuito de maximizar a pressão sonora gerada pelo atuador, grandeza acústica controlada diretamente com o objetivo de modificar a perda de transmissão sonora indiretamente.

Concluída a etapa de desenvolvimento do protótipo da espuma inteligente, duas implementações do controlador Filtered-X LMS normalizado (uma no domínio do tempo e outra no domínio da frequência) foram comparadas experimentalmente, utilizando o protótipo instalado sobre uma placa de alumínio de 1mm de espessura engastada dentro do tubo de ondas planas objetivando maximizar a perda de transmissão sonora indiretamente. O distúrbio a ser controlado neste caso era um sinal periódico formado pela somatória de sete senóides de frequências distintas.

Paralelamente ao estudo do comportamento das implementações citadas do controlador LMS, um estudo experimental sobre qual sensor de erro produzia melhores resultados no controle indireto da perda de transmissão com estas estratégias foi conduzido. Foram testados três modelos distintos de sensores de erro, um deles em duas posições. O primeiro sensor testado foi um microfone fabricado pela empresa G.R.A.S. utilizado frequentemente em problemas de controle ativo de ruídos. O segundo sensor utilizado foi um sensor de velocidade de partícula fabricado pela empresa Microflown. O terceiro sensor consistia em um simples microfone de eletreto comercializado em lojas de componentes eletrônicos. Este último sensor foi testado em duas posições: inserido dentro da espuma inteligente e no mesmo plano de medição dos outros dois sensores para verificar a influência do ponto de medição no resultado da perda de transmissão sonora ativa.

Os sensores estudados foram testados com e sem a presença de um distúrbio exógeno no campo acústico não correlacionado com o problema de controle durante a adaptação das estratégias de controle, com o objetivo de se determinar qual sensor produzia melhores resultados no controle da perda de transmissão sonora em ambientes, independentemente da presença de ruído na medição do sinal de erro instantâneo.

Todos os testes de controle ativo indireto da perda de transmissão sonora realizados até esta etapa foram realizados apenas para as baixas frequências (entre 100Hz e 600Hz).

A última etapa do trabalho consistiu na aplicação do modelo final de espuma inteligente em um painel metálico reforçado, fixado entre duas câmaras acústicas, uma anecóica e outra reverberante, para verificar em quanto a perda de transmissão sonora foi modificada. Este teste permitiu, além do estudo do comportamento do controle ativo, uma primeira visão do comportamento da espuma inteligente em frequências mais elevadas, acima de 600Hz.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Esta tese está dividida em nove capítulos. Neste primeiro capítulo, foi apresentada uma breve introdução ao assunto, desenvolvendo conceitos básicos envolvidos no trabalho e foram apontados os objetivos dos trabalhos conduzidos no LVA da FEM/UNICAMP. No capítulo seguinte é realizado um resumo do atual estado da arte do controle ativo de ruído, voltado principalmente ao desenvolvimento de materiais inteligentes de tratamento acústico (que agregam sensores e atuadores em uma única estrutura).

No terceiro capítulo, são apresentados alguns aspectos práticos da aplicação dos controladores preditivos do tipo Filtered-X LMS no domínio do tempo e da frequência.

No capítulo seguinte é apresentada a formulação de um sistema numérico de dutos acústico, utilizando o método do elemento espectral. Finalizada esta etapa, os resultados das simulações computacionais da aplicação das estratégias de controle apresentadas no capítulo anterior no controle indireto da perda de transmissão sonora são apresentados e discutidos.

No quinto capítulo, a construção do tubo de ondas planas para a realização de ensaios utilizando a espuma inteligente desenvolvida é apresentada, assim como os resultados dos ensaios e testes utilizando os diferentes sensores de erro e implementações do controle utilizado. No sexto capítulo o desenvolvimento da espuma inteligente proposta é apresentado, com desenhos e análises de testes experimentais.

O sétimo capítulo apresenta uma comparação experimental entre as diferentes implementações do controlador Filtered-X LMS. Também é comparado neste capítulo o desempenho de diferentes sensores de erro no controle indireto da perda de transmissão sonora.

No capítulo seguinte estão detalhes dos ensaios realizados com o painel reforçado e a espuma inteligente no conjunto de câmaras acústica da FEM/UNICAMP, assim como os resultados destes testes.

Por fim, o nono capítulo apresenta as conclusões sobre o atuador proposto e os testes realizados. Nesta seção, também são apresentadas sugestões para trabalhos futuros seguindo os estudos aqui apresentados.

Parte do material produzido durante o desenvolvimento dos trabalhos, como por exemplo, a listagem dos programas criados está no anexo, após as referências bibliográficas.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo será apresentada uma linha do tempo com os fatos científicos relevantes para a produção deste trabalho. Desta forma, um histórico do controle ativo de ruídos será feito, passando pelos conceitos da filtragem adaptativa finalizando com o surgimento e o desenvolvimento das espumas inteligentes (“smart foams”).

Basicamente, para reduzir a amplitude de um sinal sonoro passivamente, ou seja, sem adição de energia extra ao sistema, utilizam-se materiais porosos. Infelizmente, este método apresenta uma limitada ação de controle, não produzindo bons resultados na absorção de ruídos de baixa frequência dentro do espectro audível (entre 20Hz e 1kHz) (GENTRY, GUIGOU e FULLER, 1997) (GARDONIOR e 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 e 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 inferiores a 1,5kHz (TRAN e CAREY, 2005).

Obviamente, se no controle passivo não temos energia sendo aplicada ao sistema acústico, a principal característica do controle ativo de ruído é justamente a adição de uma parcela extra de energia sobre o sistema. Nesta estratégia de controle, a atuação 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 (MA e MELCHER, 2003).

2.1 HISTÓRICO DO CONTROLE ATIVO DE RUÍDOS

O projeto de um controle ativo de ruído envolvendo microfone e um alto-falante para produzir um antirruído foi proposto pela primeira vez na patente de Paul Lueg, em 1936 (GUICKING, 1990; KUO e MORGAN, 1999). Em 1950, surgiram os primeiros sistemas ativos de controle de ruídos para cabines de helicópteros e aviões, entre eles, temos algumas patentes de

Lawrence J. Forgel (FORGEL, 1958; FORGEL, 1960; FORGEL, 1960) que consistiam em dispositivos eletrônicos com microfones e alto-falantes que objetivavam o aumento da inteligibilidade. Em 1953, Herry Olson e Everet May publicaram um artigo onde descreviam um equipamento que o denominavam erroneamente como um “Absorvedor acústico eletrônico”, mas na verdade consistia em um sistema de controle ativo que atuava por interferências destrutivas e não absorvendo o som (ELLIOTT e NELSON, 1993). Em 1956 Willian Conover projetou um sistema de controle de ruídos para transformadores de grande porte. O sistema consistia em um microfone que media o distúrbio primário emitido pelo transformador próximo ao ponto onde se desejava a redução de ruído e enviava este sinal para um analisador espectral. Um gerador de sinais secundário gerava uma senóide na mesma frequência do transformador e manualmente com a ajuda de filtros e amplificadores modificava-se a fase e a amplitude do mesmo até que se eliminasse o sinal medido pelo microfone. Infelizmente, com mudanças climáticas um novo ajuste era necessário. Neste artigo inicia-se a discussão sobre um controle adaptativo eletrônico. Este é o primórdio do que viria a ser os controladores preditivos (feedforward) (ELLIOTT e NELSON, 1993).

Ainda segundo Elliott e Nelson, na década de 60 quase não houve trabalhos de aplicações de controle ativo de ruídos em virtude da dificuldade de se modificar a fase e amplitude de um sinal automaticamente utilizando apenas equipamentos analógicos. Com o aparecimento das técnicas de processamento digital de sinal no final desta mesma década voltaram a surgir trabalhos de controle ativo de ruídos e com a popularização dos chips de processamento digital de sinais (DSP – *Digital Signal Processing*) a partir da década de 80 houve um crescimento exponencial no número de trabalhos.

Como na estratégia passiva, os métodos de controle ativo também apresentam pontos negativos. Embora um bom desempenho no controle dos ruídos de baixa frequência possa ser atingido, esta estratégia não é atrativa para o controle de médio-alta frequências, pois necessitaria de dispositivos eletrônicos extremamente rápidos para a viabilidade do controle (AKL e BAZ, 2006). A estratégia ativa de controle de ruído ainda apresenta uma maior complexidade de projeto quando comparada com a estratégia passiva, o que inevitavelmente se reflete no custo final de aplicação.

Os dispositivos eletrônicos que processam os sinais acústicos em um controle ativo de ruídos são baseados em microprocessadores digitais, o que torna necessária a realização de uma discretização e quantização dos sinais sonoros contínuos para alimentar estes processadores digitais. Existe uma condição para que a amostragem ocorra, de forma que ao se reconstruir o sinal posteriormente não se tenha deterioração de informação, conhecida como critério de Nyquist. Este critério recomenda que a frequência de amostragem (frequência da tomada de medidas da amplitude do sinal sonoro) seja igual à no mínimo o dobro da maior frequência contida no sinal a ser amostrado. Por exemplo, um ruído harmônico de 3125Hz necessita de uma frequência de amostragem de no mínimo 6250Hz, evitando distorções no espectro amostrado, provocadas por um fenômeno conhecido por “*aliasing*”, que consiste no rebatimento de frequências (OPPENHEIN, SCHAFER e BUCK, 1999).

Na última década a velocidade dos componentes eletrônicos cresceu exponencialmente com a popularização dos processadores de múltiplos núcleos e da programação de processadores utilizados em placas gráficas (SANDERS e KANDROT, 2010) o que juntamente com os rápidos conversores AD (analógico/digital) disponíveis não tornariam inviável o controle ativo de ruídos nas frequências superiores a 1kHz, apenas não prático.

A necessidade de um complexo projeto para a implementação do controle ativo (medições, identificações, projeto do controlador em si e funcionamento limitado a condições ambientais bem definidas e pouco variáveis) torna a estratégia ativa aplicável apenas em casos onde as estratégias passivas são ineficazes ou inviáveis, uma vez que esta última apresenta baixo custo e robustez para suportar mudanças bruscas das variáveis do ambiente que afetam a acústica do mesmo.

2.2 CONTROLE ADAPTATIVO DE RUÍDO

Como foi vista na seção anterior, desde os primórdios do controle ativo de ruídos já se discutia sobre a possibilidade do desenvolvimento de um controlador que se ajustasse automaticamente, de acordo com um nível de resposta a ser atingido. Em 1975 foi apresentado um trabalho onde estratégias normalmente aplicadas à redução de ruídos em sinais de telefonia foram utilizadas para minimizar ativamente sinais acústicos (WIDROW *et al.*, 1975). A estratégia utilizada,

conhecida como controle preditivo (*feedforward*), utilizou um sinal de referência medido nas proximidades da fonte de ruído e o passou por um filtro adaptativo. O sinal resultante foi direcionado a uma fonte sonora secundária. O ruído resultante (soma entre o distúrbio da fonte sonora primária com o sinal emitido pela fonte sonora secundária) era medido por um sensor de erro. Um algoritmo adaptativo alterava os ganhos do filtro adaptativo até que a resposta no microfone de erro convergisse para zero. Um diagrama de blocos esquemático na Figura 3 ilustra o conceito e a Figura 4 exemplifica a aplicação do controlador em um sistema de dutos.

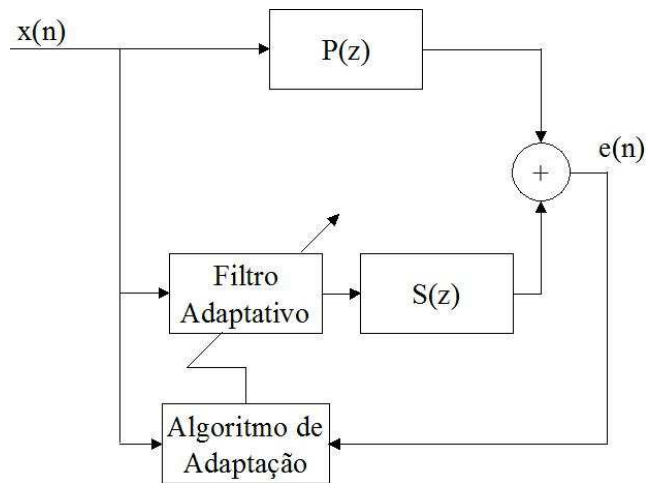


Figura 3 - Controle por filtragem adaptativa proposto por Widrow et al em 1975.

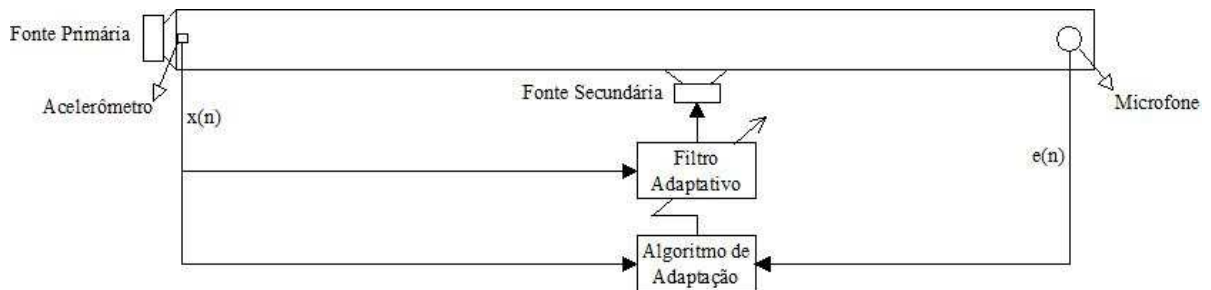


Figura 4 - Aplicação do controle adaptativo proposto por Widrow et al em 1975 (KURO e MORGAN, 1999).

Ainda que não seja captado o efeito da fonte secundária no sinal de referência obtido em um experimento igual ao da Figura 4, este efeito também não é desejável no sinal do sensor de erro, pois para o algoritmo de adaptação, ao se somar o sinal do distúrbio primário com o sinal do distúrbio secundário, tem-se como consequência um aumento na amplitude da lei de controle para minimizar o sinal do erro. Um sinal de maior amplitude na fonte secundária representa um

maior sinal de erro, fazendo com que a lei de controle aumente um pouco mais. O funcionamento do controlador neste círculo provocando uma instabilidade. Para eliminar os eventuais efeitos da planta secundária (caminho acústico entre a fonte secundária de ruídos e o sensor de erro) duas possíveis alternativas foram proposta no início da década de 80. A primeira delas, proposta por Dennis Morgan em 1980, consistia na filtragem do sinal do sensor de erro por um filtro digital que produzisse a mesma resposta dinâmica do inverso da planta secundária, como na Figura 5 (MORGAN, 1980).

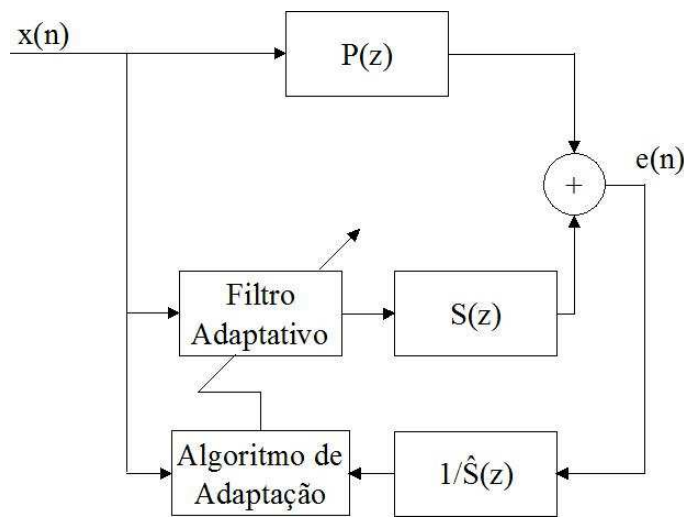


Figura 5 - Controle adaptativo sugerido por Morgan com filtragem do sinal de erro pelo inverso da planta secundária.

Infelizmente, nem sempre era possível se calcular o inverso da planta secundária. A solução definitiva para a interferência do sinal de controle no sinal do erro surgiu em duas frentes de trabalhos distintas, em 1981. Enquanto Widrow desenvolvia trabalhos sobre controles adaptativos em geral (WIDROW e STEARNS, 1985), Burgess desenvolvia controladores adaptativos para controle ativo de ruídos (BURGESS, 1981). Ambos propuseram o controlador que seria o mais utilizado no controle ativo de ruídos até os dias de hoje: o Filtered-X LMS. A diferença básica do controle proposto por Morgan era onde a influência da planta secundária seria eliminada da fase de adaptação dos ganhos dos filtros adaptativos. No Filtered-X LMS o efeito da planta secundária é retirado do sinal de referência, desta forma, o sinal de erro permanece sem alteração e não há necessidade de inversão da planta secundária, como pode ser observado na Figura 6.

O controle Filtered-X LMS foi implementado no domínio da frequência em 1992 (SHEN e SPANIAS, 1992) com a vantagem de dividir o ruído em linhas de frequência que são tratadas individualmente por cada ganho do filtro adaptativo. Isso significa que se tivermos 64 linhas de frequências que desejamos atenuar (lembre-se que utilizando a transformada de Fourier teremos um espectro espelhado após a frequência de Nyquist com as linhas conjugadas das primeiras 64 frequências, totalizando 128 linhas), será necessário um filtro adaptativo com 128 ganhos, e os sinais deverão ser agrupados em blocos de 128 amostras. Como cada frequência é tratada individualmente e o filtro adaptativo do controlador LMS é capaz de atenuar totalmente sinais periódicos é esperado que este controlador minimize totalmente todas as 64 frequências de interesse. Na Figura 7 é apresentado o diagrama de blocos do controlador Filtered-X LMS no domínio da frequência.

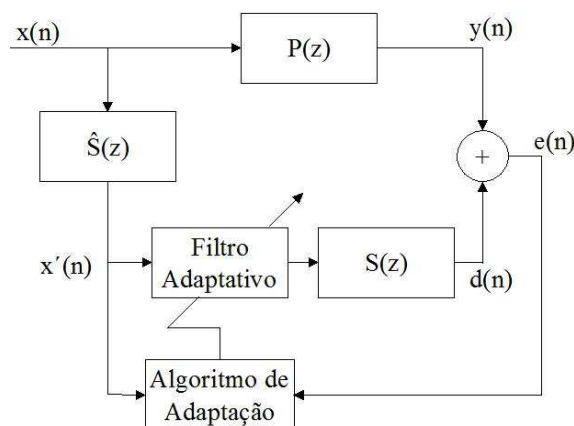


Figura 6 - Diagrama de blocos do controlador Filtered-X LMS.

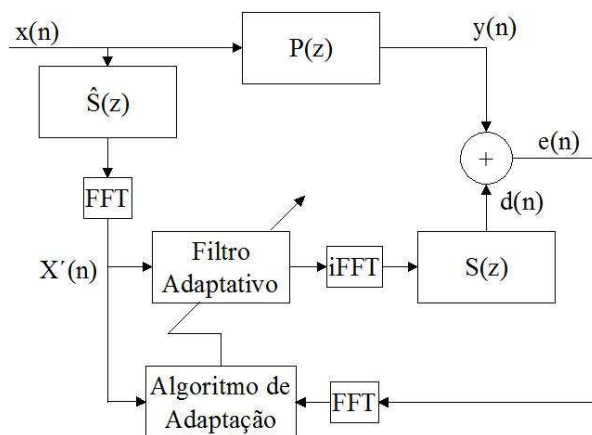


Figura 7 - Filtered-X LMS no domínio da frequência.

2.3 ATUADORES PIEZELÉTRICOS

No início na década de 80, pesquisas sobre a viabilidade do uso das cerâmicas piezelétricas no controle de vibrações e ruídos culminaram no 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 e 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 e 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.

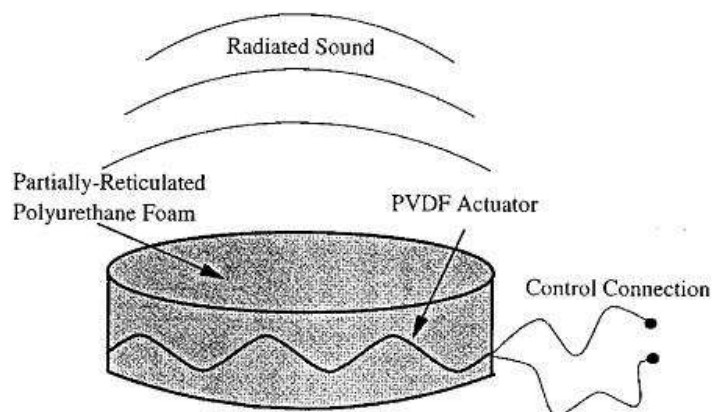
2.4 ESPUMAS INTELIGENTES

Objetivando unir o bom desempenho do controle passivo nas médias e altas frequências com a eficiência do controle ativo de ruídos Gentry, Guigou e Fuller desenvolveram em 1996 o que eles denominaram de “Espuma Inteligente”, ilustrada na Figura 8 (FULLER, GUIGOU e GENTRY, 1996). A espuma inteligente consiste em um atuador híbrido, ou seja, possui características de atuadores passivos e ativos simultaneamente. Este atuador é composto por um fino filme com características piezelétricas, feito a partir de polifluoreto de vinilideno (normalmente conhecido por PVDF) e duas camadas de espuma que envolve este filme.

A espuma inteligente foi utilizada como barreira acústica nos testes realizados, onde foi comparada a pressão sonora resultante com e sem o funcionamento desta espuma. A camada de espuma que revestia a película de PVDF era responsável pela absorção (controle passivo) das altas e médias frequências ao passo que um controle ativo de ruídos foi aplicado utilizando-se microfones como sensor de erro e a película de PVDF como atuador de controle. O sinal sonoro de baixa frequência resultante era medido pelo sensor e enviado a um sistema DSP onde um controle de ruídos está programado (foram testadas estratégias de controle baseadas na realimentação

de saída e estratégias preditivas), gerando um sinal de controle que era enviado à película de PVDF. Esta última, devido a suas propriedades piezelétricas se movimentava, radiando um sinal sonoro que tinha como objetivo cancelar o distúrbio inicial por interferência destrutiva.

O teste inicial deste atuador foi o controle da pressão sonora produzida por um pistão, utilizando-se do algoritmo Filtered-X LMS para a realização do controle ativo e das espumas para o controle passivo.



Fonte: (FULLER, GUIGOU e GENTRY, 1996)

Figura 8 – Formato da espuma inteligente proposta por Gentry, Guigou e Fuller em 1996.

Devido aos bons resultados obtidos no ensaio com o pistão, os desenvolvedores da espuma inteligente adaptaram a ideia em um segundo protótipo, que seria utilizado no controle do ruído interno da cabine de comando de um avião (GUIGOU e FULLER, 1999). Foi montada uma célula composta por espuma de poliuretano que envolvia uma placa curvada de PVDF. Esta célula foi emoldurada com uma pequena caixa de madeira com o objetivo de se maximizar o deslocamento do PVDF para fora do plano do atuador, o que, conseqüentemente, maximizaria a radiação sonora do conjunto, que funcionaria como um alto-falante. A Figura 9 ilustra a montagem.

No experimento realizado foram montadas quatro espumas inteligentes, cada uma contendo três células de controle ativo, conforme a montagem localizada ao fundo da Figura 9. Como estratégia de controle foi novamente utilizado o algoritmo Filtered-X LMS configurado desta vez com quatro atuadores de controle e quatro sensores de erro (microfones), variando-se o sensor utilizado como referência. Inicialmente foi utilizado o sinal de alimentação do alto-falante utilizado para excitar o conjunto, depois um acelerômetro fixado à carenagem de simulação e final-

mente um microfone dentro da cabine. Foi atingida uma atenuação de 7dB utilizando como referência um microfone posicionado na altura do ouvido do piloto, para uma faixa de frequência de 800Hz de largura.

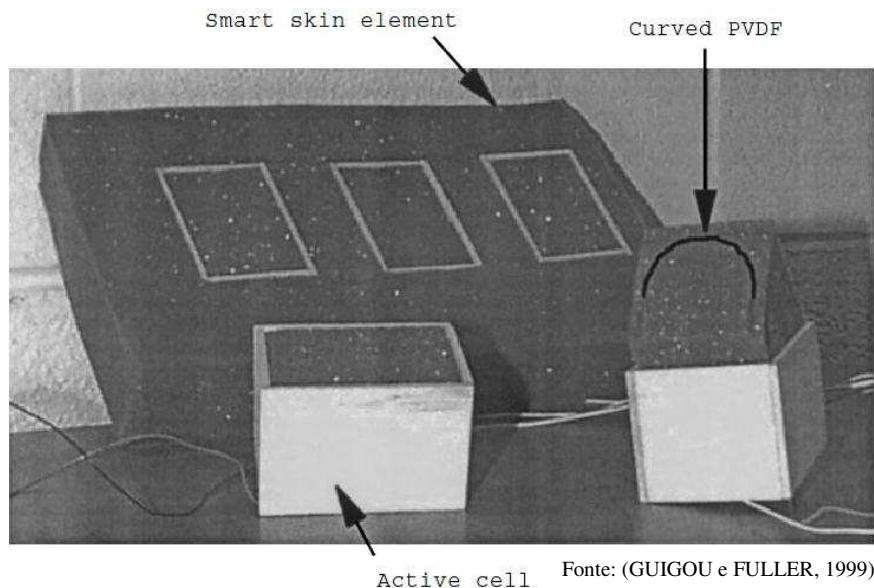
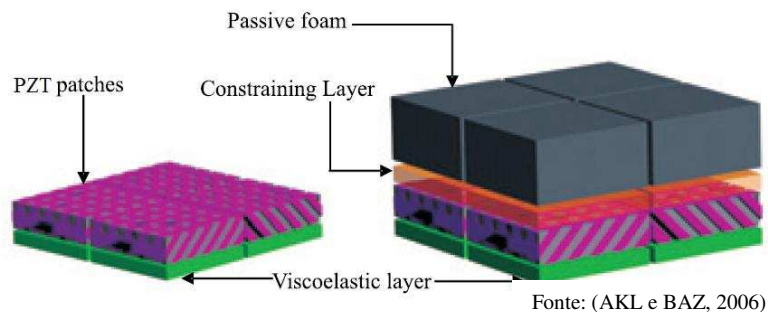


Figura 9 - Célula montada a partir da espuma inteligente.

Uma segunda forma de se constituir uma espuma inteligente é obtida pela modificação do posicionamento do atuador do controlador ativo. Se posicionarmos o atuador entre a espuma e o painel ao qual desejamos incrementar a perda de transmissão sonora, constitui-se um atuador híbrido que age passivamente através da espuma e ativamente executando simultaneamente um controle ativo de ruído via atuação estrutural no painel e um controle ativo de ruído movimentando convenientemente a espuma (AKL e BAZ, 2006). Entretanto, a aplicação de energia nos painéis que compõem a fuselagem de aeronaves não é visto com bons olhos em virtude da possibilidade da redução do tempo de vida útil desta parte devido à ocorrência de fadiga do material estrutural.

No protótipo proposto neste trabalho, optou-se pela utilização de películas piezelétricas compostas por PZT ao invés do filme PVDF devido à estrutura mais rígida do transdutor, propiciando uma maior atuação do sinal de controle na estrutura a ser controlada (NARAYANAN e SOMASUNDARAM, 1998). Devido à flexibilidade do filme PVDF, este material se destaca no

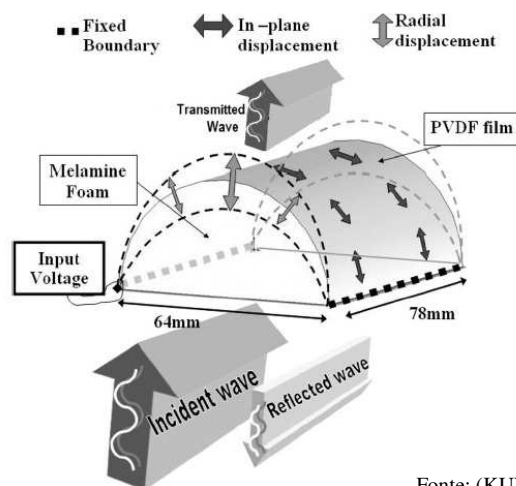
sensoriamento de materiais, se moldando de acordo com a superfície onde o mesmo será instalado ou até mesmo sendo inserido no material que compõe estrutura que se deseja monitorar as vibrações, como nos trabalhos de detecção de falhas por padrões anômalos de vibrações do material (ALI, ROY MAHAPATRA e GOPALAKRISHNAN, 2004).



Fonte: (AKL e BAZ, 2006)

Figura 10 - Outra concepção de espuma inteligente

Voltando para o estudo das espumas inteligentes, três trabalhos se destacam na evolução do atuador proposto por Gentry, Guigou e Fuller, todos de um mesmo grupo de pesquisa da Universidade de Sherbrooke, no Canadá.



Fonte: (KUNDU e BERRY, 2011)

Figura 11 - Espuma inteligente utilizada na medição da absorção ativa.

O primeiro dos trabalhos citados utiliza uma estrutura semi-circular de espuma de melamina com a parte curva coberta por uma película de PVDF (LEROY *et al.*, 2009) de acordo com a ilustração apresentada na Figura 11. A fixação do PVDF à espuma foi realizada utilizando-se fita dupla-face. Para este conjunto, foi criada uma ferramenta de modelagem 3D para o cálculo da

absorção acústica e da radiação sonora utilizando o método dos elementos finitos (FEM – *Finite Element Method*).

O funcionamento desta espuma inteligente varia de acordo com a finalidade segundo os autores. Quando a mesma é utilizada no controle ativo de absorção sonora a radiação sonora produzida pela movimentação da película de PVDF busca produzir um casamento de impedância perfeito com a onda acústica primária incidente, impedindo a ocorrência de reflexões. No caso do controle ativo da perda de transmissão sonora das frequências onde o primeiro modo de vibração da película de PVDF produz efeitos mais significativos do que os outros modos o controlador produz uma velocidade de volume secundária em oposição de fase em relação à velocidade de volume incidente. Vale observar que o cancelamento da pressão sonora incidente no caso do controle ativo da perda de transmissão sonora ocorre independentemente da terminação do tubo de ondas planas, pois uma vez cancelada a onda incidente não há motivos para se estudar os efeitos de uma eventual onda refletida na terminação do duto.

Até este momento, todo o estudo sobre espumas inteligentes tinham caráter mais experimental, devido principalmente à complexidade de modelagem dos materiais anisotrópicos (que possuem características diferentes ao longo de cada um dos três eixos do material) de absorção passiva. Apesar do modelo numérico apresentado neste trabalho de 2009 ser o mais completo que se tem notícia até o momento, algumas simplificações ainda foram realizadas: apenas os parâmetros elásticos do material (módulo de Young e coeficiente de Poisson) são considerados distintos em cada eixo, os parâmetros acústicos (resistência ao fluxo, porosidade, tortuosidade, viscosidade e características térmicas) foram considerados os mesmos em todas as direções. Desta forma, foram levantadas as curvas de absorção e de radiação sonora numéricas para o atuador proposto e na sequência comparadas com os resultados obtidos experimentalmente. A comparação mostrou ótima convergência entre a resposta numérica e a experimental.

No segundo trabalho deste grupo de estudos, a mesma estrutura semi-circular de espuma de melamina citada acima e ilustrada na Figura 11 foi fixada no final de um tubo de impedância, com a parte plana voltada para a fonte sonora do tubo (LEROY *et al.*, 2011). Uma caixa de plexiglass (acrílico de alta resistência) foi montada em volta do atuador para impedir a ocorrência de

vazamento acústico nas bordas do atuador. Com esta montagem, foi levantada a curva de absorção ativa experimental. Os testes abrangeram as frequências entre 50Hz e 1,5kHz. Utilizando como referencia um sinal de varredura de senos entre os limites da frequência de trabalho com um incremento de 10Hz, foi atingida uma absorção total do sinal normalmente incidente com as estratégias de controle ativo utilizadas (controlador Filtered-X LMS normalizado e controlador multi-harmônico no domínio da frequência fixo). Para um distúrbio aleatório, utilizando o Filtered-X LMS normalizado houve um acréscimo de absorção, abaixo dos níveis obtidos com a utilização da varredura de frequências como referência. Foi também analisada a influência da posição do microfone sensor de erro em relação à superfície da espuma inteligente. Assim, para o mesmo controlador Filtered-X LMS normalizado utilizou como sensor de erro um microfone unidiretivo em três posições: 5mm, 100mm e 200mm de distância do atuador. Constatou-se que o posicionamento muito próximo (5mm) fez com que a onda refletida fosse cancelada no campo próximo, exigindo um sinal de controle menor na entrada do atuador. Por outro lado, na região de campo distante, próximo aos microfones utilizados para estimar as amplitudes das ondas incidentes e refletidas, a estratégia de controle utilizada não atuava, por estar afastada da posição do sensor de erro, onde os esforços para minimização da pressão sonora se concentravam. Melhores resultados para a absorção foram obtidos com o microfone sensor de erro posicionado nas proximidades do par de microfones. Em outras palavras, pode-se dizer que estes resultados eram esperados uma vez que os controladores LMS minimizam a média quadrática do sinal do erro, que se medido na proximidade do par de microfones do tubo de impedância, melhores resultados de absorção serão obtidos uma vez que a pressão sonora nas proximidades do sensor de erro será minimizada.

Ainda no segundo trabalho deste grupo foram testadas três geometrias diferentes de espuma, de forma que o volume de espuma e a área coberta pelo PVDF variassem. O modelo que possuía o maior volume de espuma propiciou maiores níveis de absorção sonora, uma vez que esta característica está relacionada com as dimensões e densidade do absorvedor (ALLARD, 1993).

No terceiro e último trabalho sobre este modelo de espuma inteligente (KUNDU e BERRY, 2011), foi medida a perda de transmissão sonora deste atuador quando a parte ativa estava em funcionamento para minimizar a amplitude da onda sonora transmitida. Para a medida da perda

de transmissão sonora foi utilizado um tubo de ondas planas com duas fontes sonoras. A espuma inteligente foi fixada dentro de uma estrutura de plexiglass que estava entre duas partes de tamanhos distintos de um duto de secção retangular. Um dos dutos possuía dois alto-falantes em uma das extremidades e o outro possuía uma terminação rígida. O sinal de erro para o controlador Filtered-X LMS foi obtido pela medição da pressão sonora de um ponto 35cm após a espuma inteligente.

Uma simulação computacional utilizando FEM determinou o campo acústico após a espuma inteligente com o funcionamento do controle ativo de perda de transmissão sonora e os efeitos do controle ativo da absorção sonora na perda de transmissão do conjunto. Constatou-se que até a faixa de 1200Hz, onde o primeiro modo da película de PVDF ainda apresenta efeitos mais significantes na movimentação o controle da transmissão se dava pelo retardo na movimentação da película em relação às ondas sonoras incidentes, fazendo da espuma ativa uma barreira acústica quase perfeita. A partir desta frequência, a película de PVDF passa a apresentar modos de vibração muito complexos para cancelar o sinal sonoro em campo distante, onde está posicionado o sensor de erro, fazendo com que a radiação sonora possa ser percebida em campo próximo.

Quanto aos efeitos do controle ativo da absorção da espuma inteligente nos valores da perda de transmissão sonora passiva do conjunto constatou-se uma significativa queda destes últimos. Ensaio experimentais mostraram boa convergência entre a curva de perda de transmissão sonora ativa numérica e experimental. Na simulação, o controlador Filtered-X LMS foi substituído por filtros ótimos não ajustáveis.

2.5 PERSPECTIVAS FUTURAS DO TRABALHO

Espera-se que em um futuro próximo a espuma inteligente desenvolvida atue como uma célula unitária e descentralizada no controle do ruído transmitido através de um painel. Este último deverá ser revestido com várias unidades desta espuma, cada uma atuando de forma autônoma, contando com sistemas de sensoramento, centrais de processamento digital de sinais e sistemas de atuação individuais.

Quando a fase de desenvolvimento do protótipo da espuma inteligente estiver concluída (contando com sensores, atuadores e sistema de controle), uma possível aplicação deste protótipo poderia ocorrer na indústria aeroespacial, uma vez que o problema de isolamento acústica é crítico em coifas de foguetes lançadores de satélites (MCLNEMY e ÖLÇMEN, 2005; WILLIANS *et al.*, 2007), onde o ruído produzido pelo atrito entre a coifa e a atmosfera terrestre somado ao ruído produzido pelo sistema de propulsão do foguete podem danificar equipamentos de medição mais sensíveis que estejam presentes nas proximidades desta região.

Este isolador pode também vir a ser aplicado na indústria aeronáutica ou automobilística, dependendo obviamente do estudo de custo-benefício. Nestas últimas aplicações, análises sobre o comportamento do isolador em painéis compostos ainda seriam necessárias, uma vez que o isolador seria posicionado entre a fuselagem/carenagem e o material de acabamento que reveste o meio interno destes meios de transporte.

3 OS CONTROLADORES FILTERED-X LMS

Embora pouca contribuição no desenvolvimento destes controladores durante este trabalho tenha ocorrido, decidiu-se por manter este capítulo, ao invés de apenas acrescentá-lo em um apêndice por conter detalhes práticos da implementação dos controladores Filtered-X LMS normalizados no domínio do tempo e no domínio da frequência.

O primeiro detalhe sobre a aplicação destes controladores é que a implementação dos mesmos se deu por programação gráfica, e não em linha de comandos como acontece normalmente. Esta abordagem do problema foi motivada pela utilização das placas de DSP da dSPACE modelos DS1003[®] e DS1104[®]. Ambas podem ser programadas diretamente utilizando a linguagem de programação C, mas apresentam um programa que faz a conversão entre o ambiente de programação gráfica Simulink[®] do Matlab[®] e a linguagem C utilizada, pois os “*loopings*” e a manipulação dos vetores de sinais são realizados de forma intuitiva e visual, o que não acontece na linha de programa.

Outro fator interessante na utilização do Matlab[®] na programação das placas de DSP é a utilização da mesma implementação para simulações numéricas e para aplicações experimentais.

3.1 CRIANDO UM SISTEMA ACÚSTICO PARA CONTROLE

Como não existe problema de controle sem um sistema para se controlar, aqui será apresentado o modelo seguido para a obtenção de um sistema de dutos numéricos utilizando o método dos parâmetros concentrados (HUALLPA e ARRUDA, 1999). Neste sistema de dutos, utilizaremos duas entradas de aceleração de volume e duas saídas de pressão sonora, de acordo com o esquema apresentado em Figura 12. Todos os dutos apresentavam os mesmos diâmetros constantes (50mm) e o diâmetro das duas cavidades eram 180mm. O comprimento dos tubos utilizado foi 300mm e o comprimento das cavidades era 100mm. As equações dinâmicas para cada uma das cavidades, no domínio da frequência, são dadas por:

$$i\omega C_1 \hat{p}_1 + \frac{1}{i\omega} \left(\frac{1}{M_1} + \frac{1}{M_2} \right) \hat{p}_1 - \frac{1}{i\omega} \frac{1}{M_2} \hat{p}_2 = \hat{U}_1 \quad (3.1)$$

$$i\omega C_2 \hat{p}_2 + \frac{1}{i\omega} \left(\frac{1}{M_2} + \frac{1}{M_3} \right) \hat{p}_2 - \frac{1}{i\omega} \frac{1}{M_2} \hat{p}_1 = \hat{U}_1 \quad (3.2)$$

onde i indica número imaginário, 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:

$$C = \frac{V}{\rho_0 c^2} \quad (3.3)$$

onde V é o volume da cavidade, ρ_0 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.

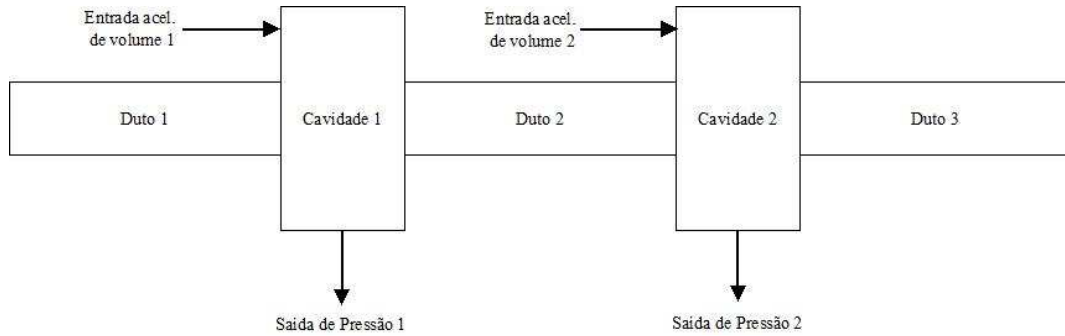


Figura 12 - Sistema de dutos utilizado para simulação dos controladores.

Para a obtenção da equação dinâmica do sistema com a entrada em aceleração de volume é necessário derivar das equações (3.1) e (3.2) em função do tempo. Como as mesmas encontram-se no domínio da frequência, basta realizar a multiplicação de ambos os lados da igualdade por $i\omega$ em cada uma das equações. Organizando o resultado na forma matricial, obtém-se:

$$\{[M] - \omega^2[K]\} \begin{Bmatrix} \hat{p}_1 \\ \hat{p}_2 \end{Bmatrix} = i\omega \begin{Bmatrix} \hat{U}_1 \\ \hat{U}_2 \end{Bmatrix} \quad (3.4)$$

onde:

$$[M] = \begin{bmatrix} \frac{1}{M_1} + \frac{1}{M_2} & -\frac{1}{M_2} \\ -\frac{1}{M_2} & \frac{1}{M_2} + \frac{1}{M_3} \end{bmatrix} \text{ e } [K] = \begin{bmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & C_2 \end{bmatrix}$$

$[M]$ representa a matriz que contém as massas acústicas e $[K]$ a matriz que contém as flexibilidades acústicas. Passando a equação (3.4) para o domínio do tempo e isolando-se a derivada dupla da pressão, obtém-se:

$$\frac{d^2 p}{dt^2} = -[K]^{-1} M p + [K]^{-1} \frac{dU}{dt} \quad (3.5)$$

Utilizando as seguintes variáveis de estado,

$$\{x\} = \begin{pmatrix} p \\ \frac{dp}{dt} \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

e rearranjando a equação (3.5) utilizando as variáveis de estado dadas em (3.6) obtém-se:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= \begin{bmatrix} 0_{k \times k} & I_{k \times k} \\ -[K]^{-1} M & 0_{k \times k} \end{bmatrix} \{x\} + \begin{bmatrix} 0_{k \times k} \\ [K]^{-1} \end{bmatrix} u \\ \{y\} &= [I_{k \times k} \quad 0_{k \times k}] \{x\} \end{aligned} \quad (3.7)$$

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

Apenas para simplificar, o sistema em (3.7) pode ser reescrito na seguinte forma padrão:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= [A]\{x\} + [B]u \\ \{y\} &= [C]\{x\} + [D]u \end{aligned} \quad (3.8)$$

Nesta formulação, a matriz $[A]$ traz informações físicas sobre o sistema, como as frequências de ressonância. Cada coluna da matriz $[B]$ representa a contribuição de cada entrada do sistema acústico na resposta, podendo ser um sinal de distúrbio ou controle, que para o caso do sistema proposto, estas entradas indicarão acelerações de volume. Por fim, a matriz $[C]$ representa a contribuição das variáveis de estado em cada saída do sistema acústico. No problema em questão, estas saídas serão dadas em pressão sonora. A matriz $[D]$ para este sistema é nula, e pode ser descartada.

O sistema proposto não considerou nenhum amortecimento durante a formulação matemática, o que impossibilitaria a ação do controlador, uma vez que a resposta do sistema nas frequên-

cias de ressonância tenderiam ao infinito. Um amortecimento proporcional é inserido no sistema, determinado por

$$C_p = 0.0001[M] + 0.0001[K] \quad (3.9)$$

Esta matriz constante é inserida na matriz $[A]$ da Equação (3.7) da seguinte forma:

$$A = \begin{bmatrix} 0_{k \times k} & I_{k \times k} \\ -[K]^{-1}M & -[K]^{-1}[C_p] \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Após a elaboração deste modelo, basta programar os controladores para verificarmos o funcionamento dos mesmos.

A forma escolhida para acrescentar um amortecimento neste sistema foi uma das várias possíveis. Uma outra possibilidade simples seria a adoção de um número de onda complexo.

3.2 O CONTROLADOR FILTERED-X LMS NO DOMÍNIO DO TEMPO

Este controlador é amplamente utilizado no controle ativo de ruído, como já foi citado nos capítulos anteriores. Nesta secção apenas considerações sobre as implementações realizadas do mesmo foram abordadas.

A equação de adaptação utilizada nas implementações citadas é dada por: (DONADON *et al.*, 2006):

$$w(n+1) = w(n) + \frac{\mu x'(n)e(n)}{|x'(n)|^2} \quad (3.11)$$

onde $w(n+1)$ indica os valores futuros dos ganhos do filtro adaptativo, $w(n)$ os valores atuais, μ é o passo de adaptação (o quanto que o algoritmo adaptativo irá caminhar a cada iteração na direção contrária a maior variação na superfície de desempenho (KUO e MORGAN, 1996)), $x'(n)$ é a indicação do sinal de referência (distúrbio primário) filtrado pela cópia da resposta dinâmica da planta secundária e finalmente $e(n)$ é a medição do erro instantâneo, grandeza a qual a lei de controle irá minimizar. Esta equação de adaptação utiliza um valor de passo de adaptação normalizado, podendo variar entre 0 e 2, mas normalmente valores centesimais produziram melhores resultados no controle ativo de ruídos.

Um ponto que permanece obscuro na implementação dos controladores LMS é a definição do tamanho do filtro FIR utilizado. No material consultado, tudo o que é afirmado sobre esta escolha é que devemos ponderar o tempo total de processamento da lei de controle com a ordem do filtro, que são diretamente proporcionais. Assim, controladores com um maior número de ganhos no filtro FIR implica em um maior tempo de processamento (KUO e MORGAN, 1999). Por outro lado, quanto maior o número de filtros, melhor será o comportamento destes controladores no tratamento de distúrbios primários aleatórios (KUO e MORGAN, 1996). Baseando-se nestas informações, uma pesquisa por formas de se processar mais rapidamente os sinais de entrada amostrados foi realizada, resultando na utilização do processamento paralelo das centrais de processamento gráfico (GPU) das placas de vídeo de computador.

Após o primeiro contato com a programação de GPUs da nVIDIA[®] através da biblioteca CUDA[®] acessível em programas gerados em C, acreditava-se que uma implementação do Filtered-X LMS muito eficiente no controle de ruídos estava por surgir.

Os processadores gráficos possuem vários núcleos de processamento. Com os processadores mais recentes é possível, por exemplo, realizar a soma de dois vetores de 260 elementos em 4 pulsos de *clock* (1 – Carregar o vetor A na memória interna; 2 – Carregar o vetor B na memória interna; C = A+B; Gravar C na memória externa) se desconsiderarmos o tempo de leitura e escrita das memórias interna e externas. Apenas a título de comparação, os processadores de um único núcleo normalmente utilizados nos computadores até meados de 2006 realizariam a soma dos vetores citados elemento a elemento a cada pulso de *clock*.

Atualmente esta ferramenta de processamento de dados tem sido aplicada na resolução de equações diferenciais complexas, como as de escoamento de fluidos ou de simulação dinâmica molecular, a um baixo custo financeiro. É mais econômica a aquisição de uma placa de vídeo poderosa para trabalhar em um computador simples do que a compra de uma estação com vários núcleos de processamento. Por se tratar de uma tecnologia em evolução muito rápida, ao invés de citar uma referência, recomenda-se fortemente a busca na *web* pelo termo CUDA. Existe muita informação e livros a respeito no site do desenvolvedor da tecnologia, a nVIDIA Corporation[®].

Voltando ao problema da escolha da ordem do filtro adaptativo, esta escolha irá alterar o modo como os dados são processados no sistema DSP. Caso a opção escolhida seja o trabalho com 16 ganhos para o filtro adaptativo, amostra-se o sinal analógico de referência e erro instantâneo e guardamos os resultados em buffers de 16 amostras. Para não aguardar a amostragem de 16 novos pontos a cada vez que um buffer é preenchido, um novo buffer é salvo a cada nova amostra do sinal com a cópia dos 15 últimos valores do buffer anterior, mantendo a ordem cronológica da geração das amostras. Desta forma, se a ordem do filtro for exageradamente grande, o tempo para se gerar o primeiro grupo de amostras será muito grande. Esta última afirmação soa com certa incoerência, pois um filtro de ordem grande é melhor no tratamento de sinais aleatórios por possuir uma maior memória dos possíveis resultados, a escolha deste filtro provocará uma defasagem grande entre o sinal de controle e o sinal de referência, o que instabiliza o controle.

Este efeito citado poderia ser contornado utilizando-se intervalos de amostragem cada vez menores, o que leva a uma nova incoerência, pois se a frequência de amostragem é muito alta, mesmo que a ordem do filtro seja numericamente grande, a parcela de sinal com que estaremos trabalhando será pequena. Neste raciocínio não foi levado em conta o tempo de processamento aritmético destas amostras para se computar o sinal de controle.

Para comprovar se realmente a escolha de ordens elevadas para os filtros adaptativos é uma opção acertada em termos de eficiência do controle do distúrbio aleatório o controlador Filtered-X LMS normalizado no domínio do tempo foi aplicado ao sistema de dutos deduzido no início deste capítulo da seguinte forma: Um distúrbio primário aleatório é aplicado na “cavidade 1” da Figura 12 na forma de uma aceleração de volume e simultaneamente foi utilizado como sinal de referência para o controlador. Como medida do erro instantâneo foi utilizado o sinal de pressão obtido na saída da “cavidade 1”. A lei de controle foi aplicada na “cavidade 2”, também como uma aceleração de volume. O passo de adaptação utilizado foi igual a 0.01 em todas as medições. Era esperado que o controlador minimizasse a pressão sonora na “cavidade 1” uma vez que o sinal de erro foi medido nesta cavidade. A frequência de amostragem utilizada nesta simulação era de 2500Hz.

Para comprovar o funcionamento do controle, inicialmente foi utilizado um distúrbio primário senoidal de 175Hz, filtro adaptativo de ordem 6, passo de adaptação de 0.1 e foi observado o comportamento da pressão nas cavidades 1 e 2. Os resultados desta simulação estão na Figura 13, onde é possível comprovar o funcionamento do controle adaptativo.

A comparação dos resultados do desempenho de cada controlador foi baseada no nível de atenuação do sinal RMS obtido. A duração da simulação com o distúrbio aleatório foi de 150s e para comparação utilizou-se as medidas de pressão sonora tomadas nos últimos 2 segundos de simulação. O longo período de simulação objetivava garantir que os controladores atingissem bons níveis de ajustes nos ganhos dos filtros antes da comparação.

A pressão RMS da cavidade 1 foi obtida a partir do sinal amostrado da pressão sonora instantânea nos últimos 2 segundos de simulação, utilizando-se a seguinte equação:

$$P1_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{i=N} n_i^2} \quad (3.12)$$

onde N é o número de amostras de pressão e n_i indica a i -ésima amostra.

A atenuação da pressão sonora na cavidade 1 é medida em dB e foi obtida utilizando a seguinte relação:

$$Atenuação = 20 \log_{10} \left(\frac{Amplitude\ RMS\ Inicial}{Amplitude\ RMS\ Final} \right) \quad (3.13)$$

Os resultados das atenuações com a variação da ordem do filtro proposta foram agrupados no gráfico da Figura 14 e da Tabela 1.

Por se tratar de um software de simulação, é permitida a definição de ordens para os filtros adaptativos tão grandes quanto desejadas no Matlab[®], pois será respeitado o tempo de amostragem. Em palavras, ao passar para a nova amostra, todos os cálculos de valores de ganhos de filtro futuros e sinal de controle em função da entrada são realizados antes de se partir para a próxima amostra. O reflexo disto é o aumento exponencial no tempo de simulação do controlador. Enquanto para um Filtered-X LMS com filtro de ordem 8 a simulação de 150s leva 11s utilizando um computador equipado com processador AMD Turion X2 de 64bits, sistema operacional Windows

7 64bits com 2Gb de RAM DDR2 no Matlab[®] 2011a (versão que compila o programa do Simulink[®] para acelerar a execução), a simulação do controle do mesmo sistema, mas agora com filtro adaptativo de ordem 2048 leva 129s.

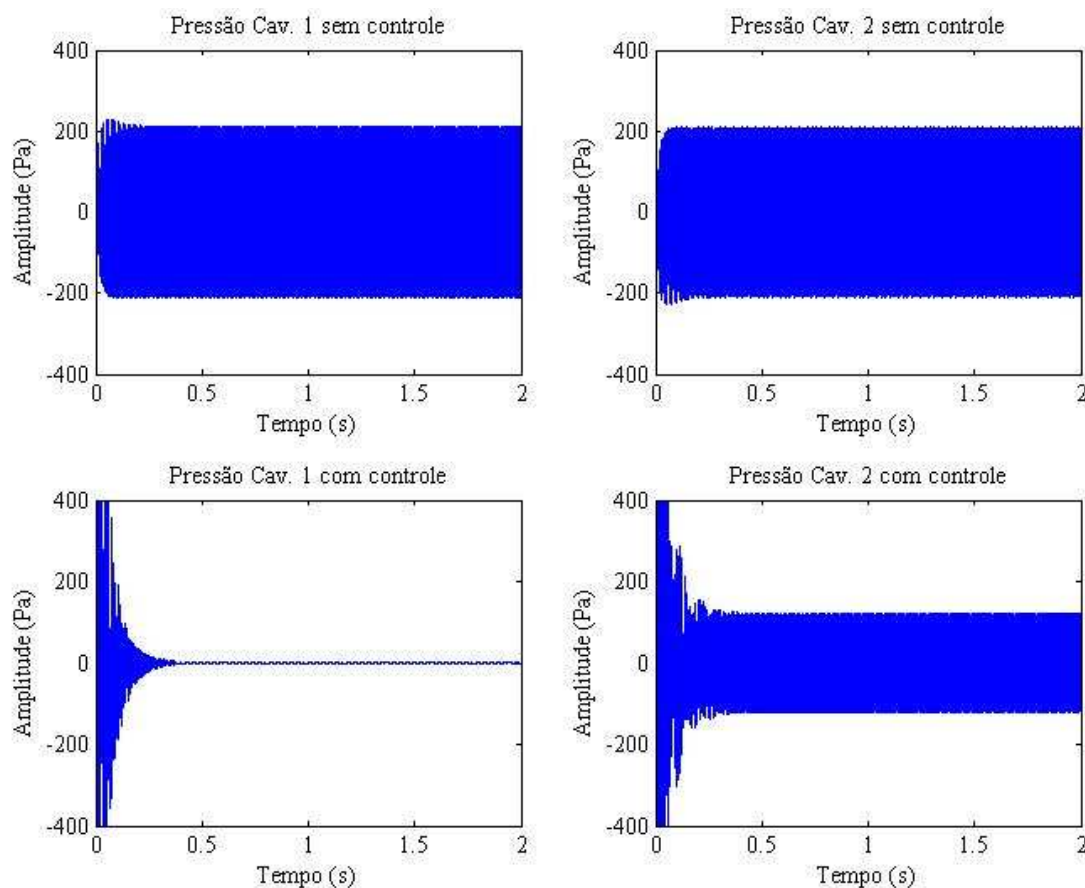


Figura 13 - Verificação do funcionamento do controle no sistema de dutos.

Os exemplos aqui testados numericamente não poderiam ser implementados em tempo real na maioria dos equipamentos de DSP disponíveis. Um controlador Filtered-X LMS com ordem de filtro superior a 1024 demandaria um tempo de processamento dos vetores de dados muito superior ao período de amostragem que na simulação foi de $4 \cdot 10^{-4}$ s. Em palavras, teríamos uma nova amostra de sinal disponível antes do sistema de DSP concluir os cálculos da amostra anterior. Neste caso, o programa de gerenciamento do dispositivo DSP acusaria uma falha, impedindo a continuação da execução do programa.

Grande parte dos atuais trabalhos de ANC que utilizam o Filtered-X LMS adota o tamanho do filtro entre 100 e 300, para o tratamento de sinais aleatórios e periódicos. Como mostrado na simulação, a escolha destes valores demasiadamente grandes prejudicam a eficiência da estratégia de controle.

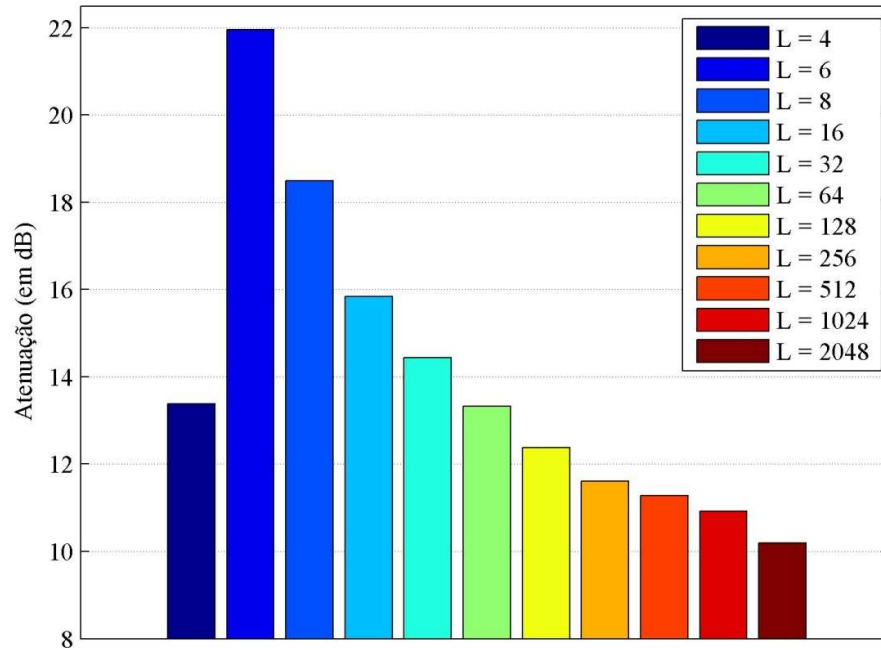


Figura 14 - Atenuação da pressão sonora aleatória em função da ordem do filtro.

Ordem do Filtro	Atenuação (dB)
4	13,4
6	22,0
8	18,5
16	15,8
32	14,4
64	13,3
128	12,4
256	11,6
512	11,3
1024	10,9
2048	10,2

Tabela 1 - Atenuação da pressão sonora em função da ordem do filtro.

Após estes resultados, a ideia de se implementar o controlador LMS utilizando uma GPU para a realização dos cálculos vetoriais não seguiu adiante por não ser necessário, uma vez que as atuais placas DSP permitem o trabalho com altas frequências de amostragem desde que a ordem do filtro não seja demasiadamente grande (superior a 64 ganhos).

3.3 O CONTROLADOR FILTERED-X LMS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Como tratado no Capítulo 2, a vantagem de se trabalhar no domínio da frequência está na utilização de dois ganhos do filtro adaptativo para a minimização de cada linha de frequência (um atua na frequência em questão e o outro na frequência conjugada complexa obtida pelo espelhamento do espectro ocasionado pela transformada de Fourier discreta do sinal de referência). O algoritmo adaptação dos ganhos dos filtros adaptativos no domínio da frequência é similar à Equação (3.11) de adaptação dos filtros no domínio do tempo, apenas convertendo os sinais de referência filtrada e erro instantâneo do domínio do tempo para o domínio da frequência, tomando os devidos cuidados com a manipulação dos vetores que passam a conter grandezas complexas, como indicado na Equação (3.14)

$$W_{k+1}(\omega) = W_k(\omega) + \frac{\mu X'_k{}^*(\omega) E_k(\omega)}{|X'_k(\omega)|^2} \quad (3.14)$$

Como pode ser observado na Figura 13, os controladores LMS são extremamente eficientes no controle de distúrbios primários harmônicos. Desta forma, se o controlador no domínio da frequência for configurado para atuar em 32 frequências é esperado que estas 32 frequências sejam atenuadas quase que na totalidade. Infelizmente, o ajuste da frequência onde este controlador exercerá ação de controle não é simples, dependendo de três variáveis: A região do espectro presente na cópia da resposta dinâmica da planta secundária utilizada na filtragem do sinal de referência, a ordem do filtro adaptativo (consequentemente, o tamanho do buffer de dados que irá agrupar os sinais de referência e erro instantâneo) e o tempo de amostragem utilizado no sistema DSP. As frequências “controláveis” com esta implementação do Filtered-X LMS normalizado são definidas pela seguinte relação:

$$f_i = \frac{i}{N \cdot dt}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (3.15)$$

onde f_i são as frequências controláveis pela implementação do controlador, N indica a ordem do filtro adaptativo (ou tamanho do *buffer* de dados que armazena as amostras dos sinais de referência e erro) e dt é o tempo de amostragem utilizado para a execução do controle no sistema de DSP.

3.4 CÓPIA DA PLANTA SECUNDÁRIA

Ambas as implementações do controlador Filtered-X LMS apresentadas aqui necessitam realizar a filtragem do sinal de referência pela função de transferência da planta secundária como já comentado. A definição desta planta secundária durante simulações é relativamente simples pois uma vez que o sistema acústico já está definido na forma de função de transferência em matrizes de estado, como apresentado na Equação (3.7), basta utilizarmos uma parte da matriz $[B]$ (no caso, a coluna referente a entrada de sinal secundária) e uma parte da matriz $[C]$ (linha referente á saída do sensor de erro). No caso do sistema acústico deduzido no início deste capítulo, a entrada do sinal de controle se dará na “cavidade 2”, logo a segunda coluna da matriz $[B]$ representa a contribuição desta entrada na resposta do sistema. Como o sensor de erro está posicionado na “cavidade 1”, a primeira linha da matriz $[C]$ indica esta saída. A matriz $[A]$ da planta secundária é a mesma do sistema acústico global.

Quando este tipo de controlador é aplicado em plantas reais, a determinação da função de transferência secundária é realizada por um processo denominado por “Identificação”. Existem diversas formas para a realização deste processo, que podem ocorrer simultaneamente ao funcionamento do controlador (o que é chamado por identificação *on-line*), ou antes, da aplicação do controle (Identificação *off-line*).

O processo de identificação *on-line* normalmente utiliza de algoritmos de filtragem adaptativa (como o LMS) para definir um filtro que produza a mesma resposta que a planta secundária, dentro da faixa de frequência de interesse. Para ser executada paralelamente ao processamento do sinal de controle, a etapa de identificação precisa ocorrer mais rapidamente. Devido ao acúmulo de atividades paralelas (e em velocidades diferentes) o custo computacional final do controlador com identificação *on-line* é alto.

Já os processos de identificação *off-line* utilizam a resposta em frequência da planta secundária para se determinar um sistema numérico que produza resposta em frequência similar. Neste trabalho, dois métodos distintos de identificação *off-line* foram utilizados: o ERA (*Eigensystem Realization Algorithm*) (JUANG e PAPPA, 1985) implementado pelos pesquisadores do Laboratório de Vibroacústica da UNICAMP e o método do Subespaço, disponível no *toolbox* de identificação do Matlab®.

Como todos os experimentos realizados durante este trabalho estavam em um ambiente controlado e livre de variações durante a execução dos mesmos, foi optado pelas estratégias de identificação *off-line*, poupando recursos computacionais.

4 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DO PROBLEMA

Para seguir com a criação do novo modelo de isolador acústico híbrido - a espuma ativa - é necessário certificar-se da possibilidade de se controlar indiretamente a perda de transmissão sonora, pois a medição da mesma em campo em tempo real é inviável. A perda de transmissão sonora está intimamente relacionada com a disposição e a composição do material citado, não se caracterizando como uma grandeza acústica mensurável diretamente como a pressão sonora ou a velocidade de partícula, por exemplo.

Desta forma, uma simulação numérica da aplicação dos controladores descritos no capítulo anterior em um sistema de dutos genérico, determinado com a utilização do Método dos Elementos Espectrais (SEM) (DOYLE, 1997) foi realizada. O sistema de dutos teórico, apesar de genérico, deve conter semelhanças com o modelo real a ser desenvolvido para os ensaios experimentais, assim a simulação produzirá também uma previsão do comportamento do sistema físico.

O sistema de dutos simulado apresenta três entradas na forma de velocidade de volume e quatro pontos de tomada da pressão sonora, como é apresentado na Figura 15.

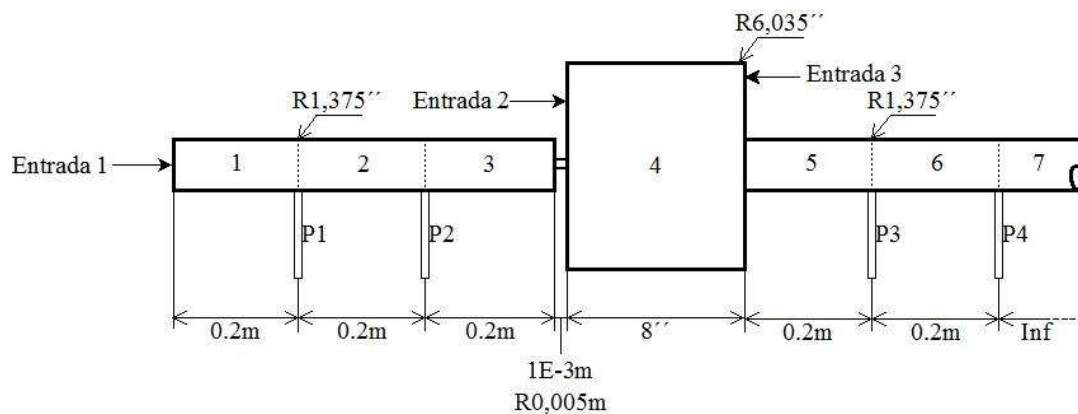


Figura 15 - Sistema de dutos simulado.

Ainda observando a Figura 15 é possível observar que o sistema de dutos proposto foi composto por sete elementos de dutos, seis com terminações duplas (elementos de números 1 a 6) e um com terminação infinita (elemento 7), o que simula uma terminação anecóica acoplados um

ao final do outro. Entre o terceiro e quarto elementos existe uma pequena restrição, modelada na forma de um pequeno duto com o objetivo de dificultar a passagem da velocidade de volume que entra pela “Entrada 2” (em outras palavras, onde será aplicado o futuro sinal de controle) alterando as pressões sonoras medidas antes da cavidade de expansão. Esta cavidade de expansão irá provocar uma perda de transmissão sonora no sinal acústico aplicado ao sistema através da “Entrada 1” quando observado em um ponto à jusante da cavidade. Os pontos P1 a P4 indicam os pontos de medida da pressão sonora na simulação. O cálculo da perda de transmissão sonora é uma relação logarítmica entre a energia sonora incidente e a energia sonora transmitida, ilustrada na Equação (4.1).

$$TL(\omega) = 10\log\left(\frac{W_i}{W_t}\right) \quad (4.1)$$

Dois metodologias distintas foram utilizadas para se estimar os valores da energia acústica incidente (W_i) e transmitida (W_t). A primeira delas utilizava apenas os valores analíticos das pressões sonoras nos pontos P1 à P4, ilustrados na Figura 15, obtidas com a utilização do método do elemento espectral. Com os valores da pressão em dois pontos a montante da cavidade pode-se determinar as amplitudes das ondas incidente e refletida. A potência incidente é proporcional ao quadrado da amplitude da pressão incidente. A jusante a potência transmitida é proporcional ao quadrado da amplitude da pressão já que a terminação é anecóica.

A segunda metodologia para a obtenção da TL vem da simplificação do método das duas cargas para o cálculo experimental da TL (OLIVIERI, BOLTON e YOO, 2006), onde as amplitudes das pressões sonoras incidente e transmitida são obtidas a partir de curvas de resposta em frequência entre um sinal de distúrbio aplicado à fonte de tubo de ondas planas (similar ao duto da Figura 15, mas neste apenas frequências que produzam frentes de onda planas são consideradas) e os microfones de tomada de pressão em dois pontos antes e dois pontos depois do corpo de prova. Utilizando este método de maneira tradicional, estas curvas de resposta em frequência são obtidas utilizando-se duas terminações distintas para o tubo de ondas planas, totalizando oito curvas de resposta em frequência. Na versão simplificada, considera-se que a terminação do duto é perfeitamente anecóica, e desta forma, a amplitude da pressão sonora medida após o corpo de prova está relacionada única e exclusivamente com a energia sonora transmitida. Assim, simplifi-

ca-se a obtenção da amplitude da pressão sonora incidente no corpo de prova também, pois a parcela refletida não contém efeitos da reflexão da onda transmitida no fim do duto. Desta forma, ao invés de se realizar oito medições das curvas de resposta em frequência (quatro com cada terminação), é possível realizar apenas três medições, duas antes do corpo de prova e apenas uma depois. Este processo de medição foi utilizado experimentalmente mais adiante, assim esta simulação foi utilizada para validar esta metodologia.

4.1 GERANDO O MODELO DE ESTADOS A PARTIR DA FORMULAÇÃO POR ELEMENTO ESPECTRAL

Dada a equação diferencial homogênea da onda para deslocamento em uma dimensão

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} = 0 \quad (4.2)$$

e a passando para o domínio da frequência, considerando $\frac{\partial p}{\partial t} \rightarrow \hat{p}(\omega)$ teremos

$$\frac{\partial^2 \hat{p}}{\partial x^2} + \frac{\omega^2}{c^2} \hat{p} = 0 \quad (4.3)$$

Considerando $k = \pm \frac{\omega}{c}$ e $\hat{p} = \hat{P}e^{ikx}$, a solução desta será dada por

$$\hat{p}(x, \omega) = Ae^{-ikx} + Be^{ikx} \quad (4.4)$$

A e B são amplitudes que variam com a frequência, determinadas pelas condições de contorno do problema. Utilizando o resultado da equação da onda apresentado em (4.4) para um tubo finito de área S representado no diagrama na Figura 16 concluí-se que as equações da pressão sonora em função da frequência para ambas as terminações do tubo são dadas por:

$$\begin{aligned} \hat{p}(0) &= A + B \\ \hat{p}(L) &= Ae^{-ikL} + Be^{ikL} \end{aligned} \quad (4.5)$$



Figura 16 - Elemento de tubo simples

Para se obter uma equação no domínio da frequência a partir de uma entrada dada em velocidade de volume, determina-se a relação entre velocidade de partícula e pressão no domínio da frequência:

$$\rho \frac{\partial v}{\partial t} = -\frac{\partial \hat{p}}{\partial x} \xrightarrow{\text{na frequência}} \rho i \omega \hat{v} = -\frac{\partial \hat{p}}{\partial x} \xrightarrow{\text{Rearranjando}} \hat{v} = -\frac{1}{\rho i \omega} \frac{\partial \hat{p}}{\partial x} \quad (4.6)$$

Como nos sistemas reais a excitação geralmente é realizada por um alto-falante, busca-se uma maneira de representá-lo na simulação, o que pode ser feito utilizando-se da grandeza “velocidade de volume” como entrada de sinal. Para obtermos uma relação de velocidade de volume no domínio da frequência, basta multiplicar a velocidade de partícula obtida na Equação (4.6) pela área da secção transversal do duto analisado, neste caso, S .

$$\hat{V} = -\frac{S}{\rho i \omega} \frac{\partial \hat{p}}{\partial x} \quad (4.7)$$

Substituindo os valores da pressão sonora nas condições iniciais calculadas na Equação (4.5) para o duto da Figura 16 teremos os seguintes valores para a velocidade de volume

$$\hat{V}_{(x=0)} = \frac{S}{\rho i \omega} (ikA - ikB) \quad (4.8)$$

$$\hat{V}_{(x=L)} = \frac{S}{\rho i \omega} (ikB e^{ikL} - ikA e^{-ikL}) \quad (4.9)$$

Observe que existe uma mudança de sinal na equação da velocidade de volume no caso em que $x=L$ (Equação 4.9). Esta troca é justificada pela mudança da direção da velocidade. Desejamos saber como é a velocidade de volume dentro do tubo, e quando estamos na posição em que $x=L$ precisamos adotar uma direção de velocidade contrária à convenção das coordenadas original para nos mantermos dentro do tubo.

Organizando os resultados da pressão e da velocidade de volume em equações matriciais, teremos

$$\begin{Bmatrix} \hat{p}_0 \\ \hat{p}_L \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{-ikL} & e^{ikL} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} A \\ B \end{Bmatrix} \quad (4.10)$$

$$(4.11)$$

$$\begin{Bmatrix} \hat{V}_0 \\ \hat{V}_L \end{Bmatrix} = \frac{S}{i\rho\omega} \begin{bmatrix} ik & -ik \\ -ike^{-ikL} & ike^{ikL} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} A \\ B \end{Bmatrix}$$

Isolando os valores das amplitudes A e B na Equação (4.10) da pressão e substituindo o resultado na Equação (4.11) da velocidade de volume obtemos

$$\begin{Bmatrix} \hat{V}_0 \\ \hat{V}_L \end{Bmatrix} = \frac{S}{i\rho\omega} \begin{bmatrix} ik & -ik \\ -ike^{-ikL} & ike^{ikL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{-ikL} & e^{ikL} \end{bmatrix}^{-1} \begin{Bmatrix} \hat{p}_0 \\ \hat{p}_L \end{Bmatrix} \quad (4.12)$$

Simplificando

$$\begin{Bmatrix} \hat{V}_0 \\ \hat{V}_L \end{Bmatrix} = K \begin{Bmatrix} \hat{p}_0 \\ \hat{p}_L \end{Bmatrix} \quad (4.13)$$

Onde

$$K = \frac{S}{\rho c(1 - e^{-2ikL})} \begin{bmatrix} 1 + e^{-2ikL} & -2e^{-ikL} \\ -2e^{-ikL} & 1 + e^{-2ikL} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

K é a matriz de rigidez dinâmica para um duto de dois nós. Para conectarmos dois ou mais elementos de dois nós e formarmos um sistema de dutos como o da Figura 15 basta formar uma matriz K global, composta pelas matrizes K de cada elemento na diagonal principal, e como o final de um elemento está acoplado ao início do próximo, adicionamos os valores do último termo da matriz K do primeiro elemento com o valor do primeiro termos da matriz K do próximo elemento, como no exemplo da Equação (4.15), onde dois dutos foram acoplados, o primeiro de matriz de rigidez dinâmica $K1$ e o segundo com matriz de rigidez dinâmica dada por $K2$. Desta forma, é possível acoplar quanto elementos forem necessários.

$$K = \begin{bmatrix} K1_{11} & K1_{12} & 0 \\ K1_{21} & K1_{22} + K2_{11} & K2_{21} \\ 0 & K2_{21} & K2_{22} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

4.1.1 Formulando o tubo infinito

Em um tubo infinito, temos a garantia de que não há onda refletida, assim, de maneira análoga às Equações (4.5) e (4.8), a pressão sonora no domínio da frequência e a velocidade de volume no início do tubo serão dadas por:

$$\hat{p}_0 = A \quad (4.16)$$

$$\hat{V}_0 = -\frac{S}{i\omega\rho} ikA = -\frac{S}{\rho c} \hat{p}_0 \quad (4.17)$$

Neste caso, a matriz de rigidez dinâmica é composta por um único elemento, $K = -\frac{S}{\rho c}$. Para adicionar este elemento à matriz de rigidez dinâmica global do sistema utiliza-se a mesma regra, adicionando esta matriz de um elemento ao último elemento de K global.

4.1.2 Equação global do modelo acústico e implementação computacional

Utilizando-se dos conceitos apresentados anteriormente, a equação global do sistema apresentado na Figura 15 será determinada por:

$$\begin{Bmatrix} \hat{V}_1 \\ 0 \\ 0 \\ \hat{V}_4 \\ \hat{V}_5 \\ 0 \\ 0 \end{Bmatrix} = [K] \begin{Bmatrix} \hat{p}_1 \\ \hat{p}_2 \\ \hat{p}_3 \\ \hat{p}_4 \\ \hat{p}_5 \\ \hat{p}_6 \\ \hat{p}_7 \end{Bmatrix} \quad (4.18)$$

Observe que os únicos valores não nulos definidos para o vetor coluna da velocidade de volume estão nos graus de liberdade que receberão uma das três entradas do sistema acústico. A matriz global K será composta por

$$K = \begin{bmatrix} K1_{11} & K1_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K1_{21} & K1_{22} + K2_{11} & K2_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K2_{21} & K2_{22} + K3_{11} & K3_{12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K3_{21} & K3_{22} + K4_{11} & K4_{12} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K4_{21} & K4_{22} + K5_{11} & K5_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & K5_{21} & K5_{22} + K6_{11} & K6_{12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & K6_{21} & K6_{22} + K7_{11} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

A implementação computacional deste sistema foi realizada dentro de um toolbox de programação gráfica por blocos do Matlab[®], chamado Simulink[®]. Nos experimentos que utilizam as placas de processamento digital de sinais (DSP) da dSPACE[®], a programação é idealizada no ambiente Simulink[®] e posteriormente exportada para o sistema de DSP por um software que acompanha a placa. Desta forma, programando os controladores no Simulink[®] e realizando as simulações também neste ambiente, testam-se os controladores que serão aplicados experimen-

talmente no futuro. Outro ponto positivo na utilização deste toolbox para a simulação está no fato de que o processo de medição de sistemas virtuais nele implementado é muito intuitivo, se assemelhando ao processo de medição experimental.

No Simulink[®], os sistemas virtuais são implementados na forma de blocos, que contém a função de transferência do sistema de interesse. Para a simulação do sistema de dutos, é possível obter todas as curvas de resposta em frequência facilmente a partir da Equação (4.18). Para isto, como esta equação já está no domínio da frequência, basta definir como entrada um sinal unitário em uma das entradas e zerar as demais. Como a curva de resposta em frequência (FRF) é definida pela divisão do sinal de saída pelo sinal de entrada quando ambos estão no domínio da frequência, pode-se dizer que o inverso da matriz cúbica K global (é classificada como cúbica por apresentar uma matriz K global associada a cada frequência, e o mesmo pode ser dito da inversa desta matriz) contém todas as curvas de resposta em frequência da planta para a entrada definida. Para implementar o sistema de dutos proposto no Simulink[®] é necessário obtermos as funções de transferência que originaram estas curvas, ou seja, o modelo matemático do sistema que apresenta estas respostas. Para se determinar estas funções de transferência com base nas curvas de respostas em frequência um algoritmo de identificação é necessário. Dentro do software Matlab[®], existe um segundo toolbox com ferramentas de identificação, entre elas, uma implementação do método de identificação pelo subespaço acionado pelo comando “N4SID” que utiliza informações da ordem (ou tamanho das matrizes de estado) do modelo que será gerado, do sinal de entrada, do sinal de saída, do tempo de amostragem e do vetor de frequências para originar uma função de transferência na forma de matrizes de estado no domínio do tempo e já discretizado.

Para a identificação completa do modelo de dutos proposto, três identificações foram realizadas, uma para cada entrada, que foi medida em cada uma das quatro saídas. Na Figura 17 está apresentado um conjunto de gráficos da resposta em frequência sistema de dutos quando a excitação é feita pela “Entrada 1” e a medição da pressão sonora de saída é realizada nos pontos de P1 a P4. Estes resultados foram obtidos pela inversão da matriz K global. Sobrepostas a estas curvas estão as respostas em frequência do modelo matemático criado pelo Matlab[®] para representar este sistema de dutos utilizando o comando “N4SID”. Observe que uma ótima convergên-

cia foi obtida entre os resultados obtidos a partir da inversão da matriz K global e os resultados do sistema gerado.

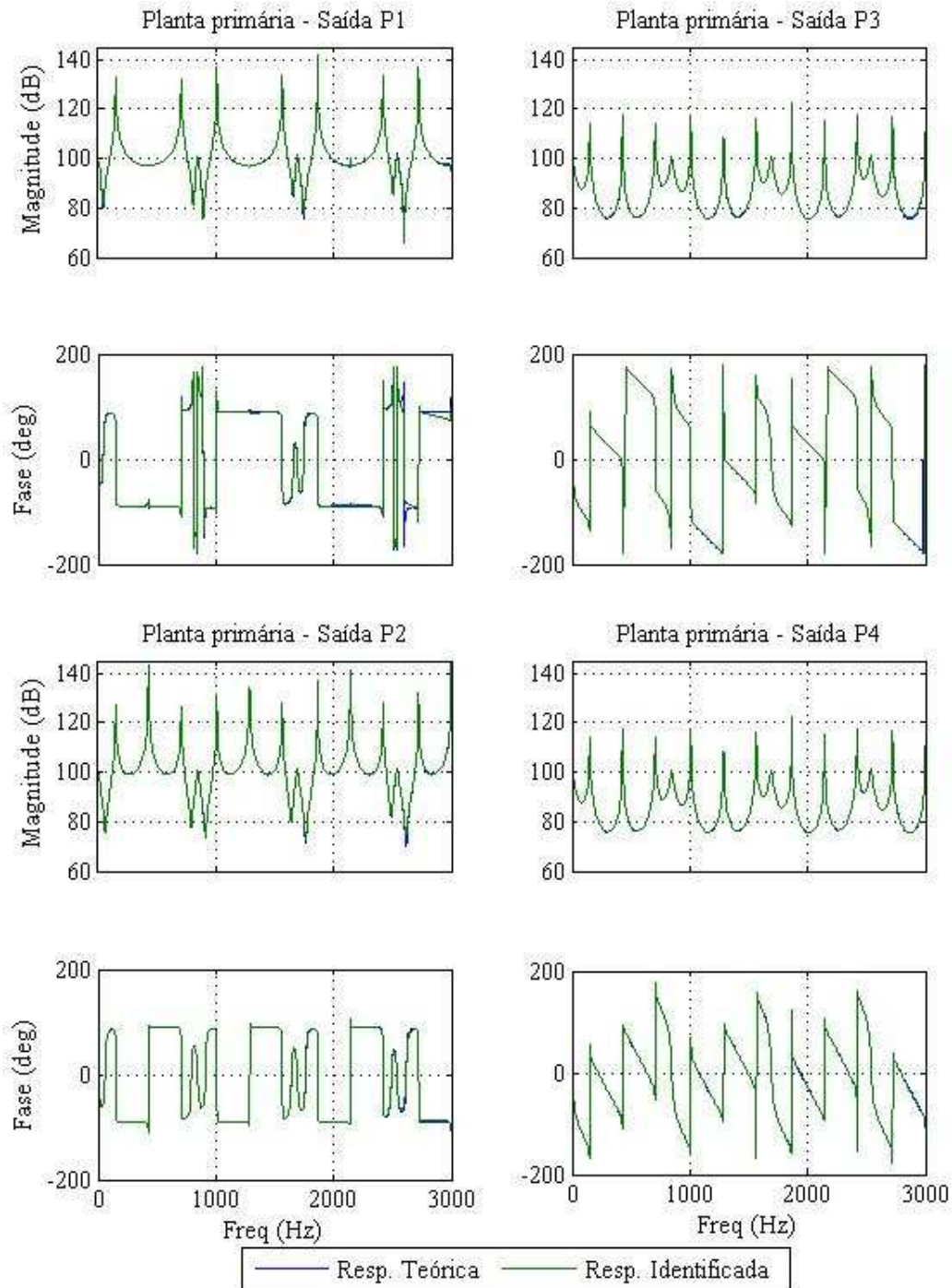


Figura 17 - Comparação entre as curvas de resposta em frequência das respostas do sistema original e identificado.

O procedimento de identificação citado acima foi repetido para o mesmo sistema por mais duas vezes, uma utilizando como entrada de sinais apenas a “Entrada 2” e uma utilizando apenas a “Entrada 3” como entrada de sinal. Como resultados do processo de identificação foram obtidos três sistemas representados em modelos de estado desacoplados. Para acoplá-los novamente e finalmente obtermos um modelo matemático que represente o sistema de dutos, as saídas “P1” destes três sistemas foram somadas entre si, assim como as demais, como ilustrado na Figura 18.

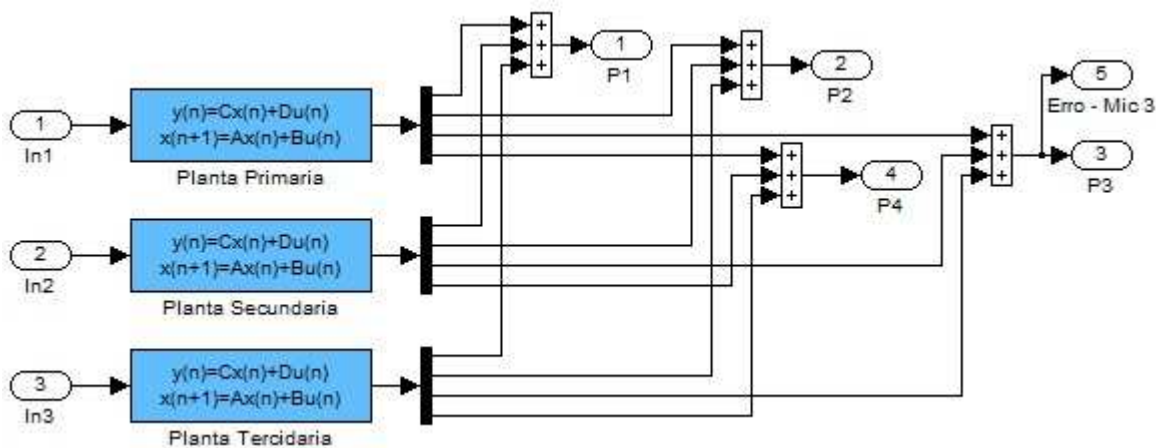


Figura 18 - Montagem do sistema de dutos inicial a partir das três plantas identificadas dentro do Simulink®.

Na Figura 18 a classificação “Planta Primária” a “Planta Terciária” faz alusão à entrada utilizada para se calcular as curvas de resposta em frequência que originaram o respectivo sistema pelo processo de identificação. Por conveniência, na mesma figura, a saída “P3” foi ramificada, pois a mesma será utilizada como sinal de erro para as implementações do controlador.

4.2 DETERMINANDO A PERDA DE TRANSMISSÃO SONORA DO SISTEMA

Para determinar a energia sonora incidente e transmitida necessárias para a obtenção da curva de perda de transmissão sonora de acordo com a Equação (4.1) duas formulações serão apresentadas, uma analítica e outra que utiliza a simplificação do método das duas cargas, como descrito no início do capítulo.

Pelo método analítico, uma vez que determinamos as pressões sonoras nos pontos de “P1” a “P4” resolvendo a Equação (4.18) é necessário determinar a amplitude da pressão sonora incidente e transmitida. Para isto, considerando novamente a solução da equação da onda apresentada

na Equação (4.5) para dois pontos em um duto, como ilustrado na Figura 16 e organizando este sistema de equações na forma matricial teremos:

$$\begin{Bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{-ikL} & e^{ikL} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} A \\ B \end{Bmatrix} \quad (4.20)$$

Onde A e B são amplitudes em função da frequência da onda sonora incidente e da onda sonora refletida respectivamente. Isolando-se o valor destas amplitudes, a onda sonora incidente tem a amplitude definida por

$$A = \frac{1}{1 - e^{-2ikL}} (p_1 - p_2 e^{-ikL}) \quad (4.21)$$

Para se determinar a energia acústica incidente, pode-se utilizar o conceito de intensidade acústica, que consiste na energia acústica transmitida por unidade de área (BARRON, 2003) ou, em outras palavras, é a taxa instantânea do trabalho aplicado por um elemento de fluido em um elemento adjacente por unidade de área (KINSLER *et al.*, 1999) e é definida por

$$I = \frac{P^2}{2\rho c} \quad (4.22)$$

Onde P representa a amplitude da pressão sonora, ρ indica a densidade do fluido por onde a onda acústica está se propagando e c indica a velocidade de propagação da onda neste fluido. Desta forma, para se determinar a energia acústica, utiliza-se a seguinte equação:

$$W = I \cdot S = S \frac{P^2}{2\rho c} \quad (4.23)$$

Determinando a Energia acústica incidente e transmitida pela cavidade de expansão com o auxílio das Equações (4.21) a (4.23) e a Equação (4.1), utilizando os valores analíticos da pressão sonora obtidos com o auxílio do método do elemento espectral, pode-se traçar uma curva analítica da TL deste sistema de dutos.

A segunda metodologia a ser apresentada para a medição da perda de transmissão sonora funciona de maneira análoga, só que ao invés de se alimentar a Equação (4.21) com pressões sonoras, utiliza-se a FRF medida entre o sinal emitido pela “Entrada 1” e os sensores de erro posicionados nos pontos de “P1” a “P4”.

Como a FRF é uma relação entre o espectro do sinal de saída e o espectro do sinal de entrada, ao se desenvolver as Equações (4.21) a (4.23) com as FRFs determinadas com as tomadas de pressão ajuisante ao corpo de prova e com as FRF a montante do mesmo e utilizando-se os resultados na Equação (2.1) para o cálculo da TL, observa-se que o sinal referente ao auto-espectro do sinal de entrada é comum em ambas as partes da fração contida na Equação (2.1), sendo desta forma cancelado, restando apenas os termos relativos aos espectros da pressão sonora.

A justificativa para a utilização deste procedimento no experimento realizado está no fato de que a medição da curva de resposta em frequência é rápida e já produz resultados no domínio da frequência, minimizando o trabalho de processamento dos resultados. Além disto, caso o mesmo microfone seja utilizado nos quatro pontos de medição (“P1” a “P4”), não é necessário o procedimento de calibração, pois esta consiste na multiplicação do sinal medido por uma constante de calibração, que será cancelada na medição da TL devido à divisão entre a energia sonora incidente e a energia sonora transmitida.

Para verificar a efetividade da simplificação proposta no cálculo da perda de transmissão sonora foram sobrepostas duas curvas, uma calculada utilizando as pressões sonoras obtidas numericamente a partir do método do elemento espectral e a outra com os resultados obtidos do modelo implementado dentro do Simulink[®], utilizando as plantas identificadas a partir das FRFs entre as entradas de distúrbio e as saídas. A sobreposição quase perfeita das curvas valida os resultados obtidos com a simulação no ambiente gráfico de programação do Matlab[®] como pode ser observado na Figura 19.

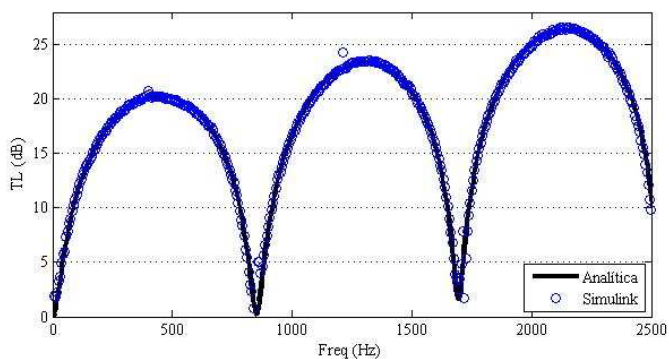


Figura 19 - Comparação dos resultados obtidos com o uso do Simulink[®] com os obtidos utilizando o método do elemento espectral.

4.3 APLICANDO OS CONTROLADORES

O objetivo da simulação computacional é verificar a possibilidade de se obter um aumento do ganho de perda de transmissão sonora atuando indiretamente, ou seja, em algo diferente da perda de transmissão sonora, neste caso os controladores minimizarão a pressão sonora no ponto P3 e atuarão na “Entrada 2” com uma velocidade de volume, novamente tomando como referência a Figura 15.

As duas implementações do controlador Filtered-X LMS descritas no capítulo anterior, uma no domínio do tempo e outra no domínio da frequência, foram utilizadas em três situações distintas. A primeira delas no controle de um distúrbio aleatório aplicado à “Entrada 1” utilizando como sensor de erro a medida da pressão no ponto P3. Ambos os controladores foram ajustados para conterem o mesmo tamanho do filtro adaptativo. O passo de adaptação em ambas as estratégias neste caso precisou ser ajustado para se atingir um valor ótimo. Este ajuste foi realizado por tentativa e erro. Após determinar o valor limite do passo de adaptação (valor a partir do qual o controle se instabiliza), dividia-se por dois este número para evitar condições em que ocorra um efeito conhecido por “*misadjustment*”, condição na qual o controlador não atinge o ponto um valor ótimo devido ao passo de convergência ainda apresentar um valor alto. O passo de convergência adotado no domínio do tempo foi 0,01 e no domínio da frequência $1e-4$. Vale observar que como se trata de estratégias normalizadas, este passo de adaptação deve estar entre 0 e 1. Ambas as implementações contavam com filtros adaptativos de ordem 32.

Como as estratégias de controle são adaptativas, para realizar os cálculos da perda de transmissão sonora foi aguardado por 45 segundos para que os controladores se adaptassem, atingindo os valores de ganhos para os filtros adaptativos o mais próximo possível dos valores do filtro ótimo. Após este período, a adaptação era interrompida, de modo que o processo de filtragem responsável pela geração da lei de controle não, e então a medida dos sinais da pressão no domínio do tempo nos pontos entre “P1” e “P4”, assim como o sinal de referência aplicado na “Entrada 1” foram adquiridos para o posterior cálculo da curva de resposta em frequência. Como a medida da amplitude da pressão sonora nos pontos P3 e P4 deverão ser menores com o funcionamento dos controladores é esperado um aumento da perda de transmissão sonora.

Os resultados da aplicação destes controladores estão sintetizados na Figura 20, onde se observa que o controle no domínio do tempo piorou a perda de transmissão sonora em termos globais, ao passo que o controlador no domínio da frequência não apresentou resultados muito diferentes embora a degradação da TL passiva tenha sido bem menor neste caso. Vale ressaltar que o controle no domínio da frequência não atua em todas as frequências da faixa estudada como apresentado no capítulo anterior.

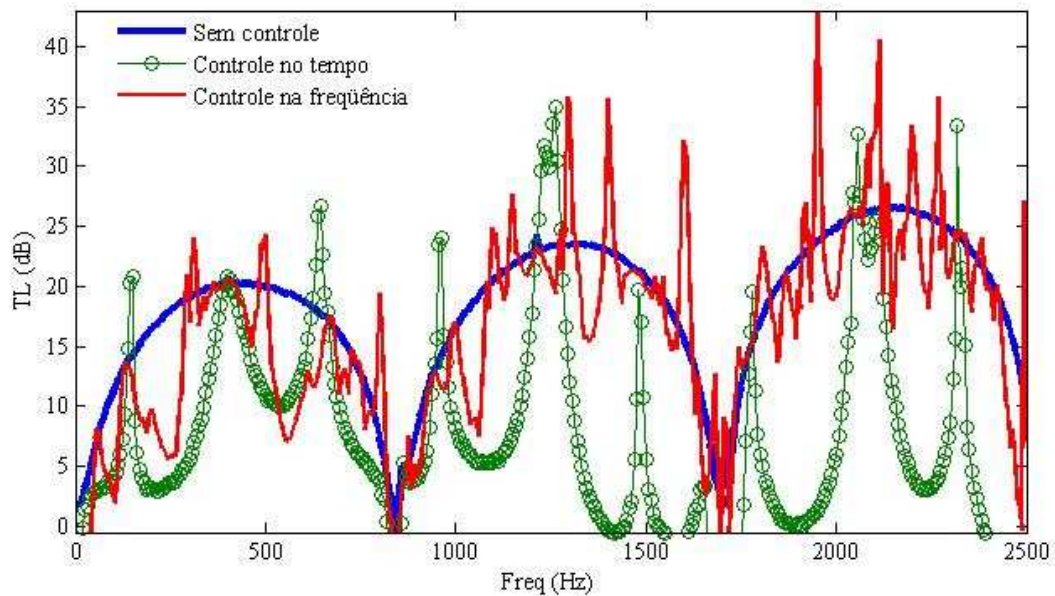


Figura 20 - Curvas de perda de transmissão sonora com controladores.

Ainda dentro deste experimento, em busca de uma melhor performance das estratégias de controle, o sinal aleatório (utilizado para emular um ruído branco) aplicado como distúrbio primário foi substituído por um sinal multisseno composto por cossenóides cujas fases foram ajustadas utilizando-se o algoritmo de Schroeder (ARRUDA, 1993) de forma que o espectro deste sinal na faixa de frequência escolhida é plano. Este sinal multisseno foi ajustado para conter frequências entre 1Hz e 3000Hz.

Por se tratar de uma simulação, os controladores tiveram o tamanho do filtro ajustado novamente, de forma que fosse possível no domínio da frequência controlar todas as frequências do sinal utilizado como distúrbio primário. Como a implementação do controle no domínio da fre-

quência trabalha com um bloco de transformada rápida de Fourier cuja implementação exige tamanho de bloco igual a uma potência de “2”, o menor tamanho de filtro adaptativo possível seria 8192, obedecendo ao critério de Nyquist. Para que exista uma equivalência entre as estratégias, o controle no domínio do tempo também teve o tamanho do filtro FIR alterado para 8192. O resultado desta nova implementação está ilustrado na Figura 21.

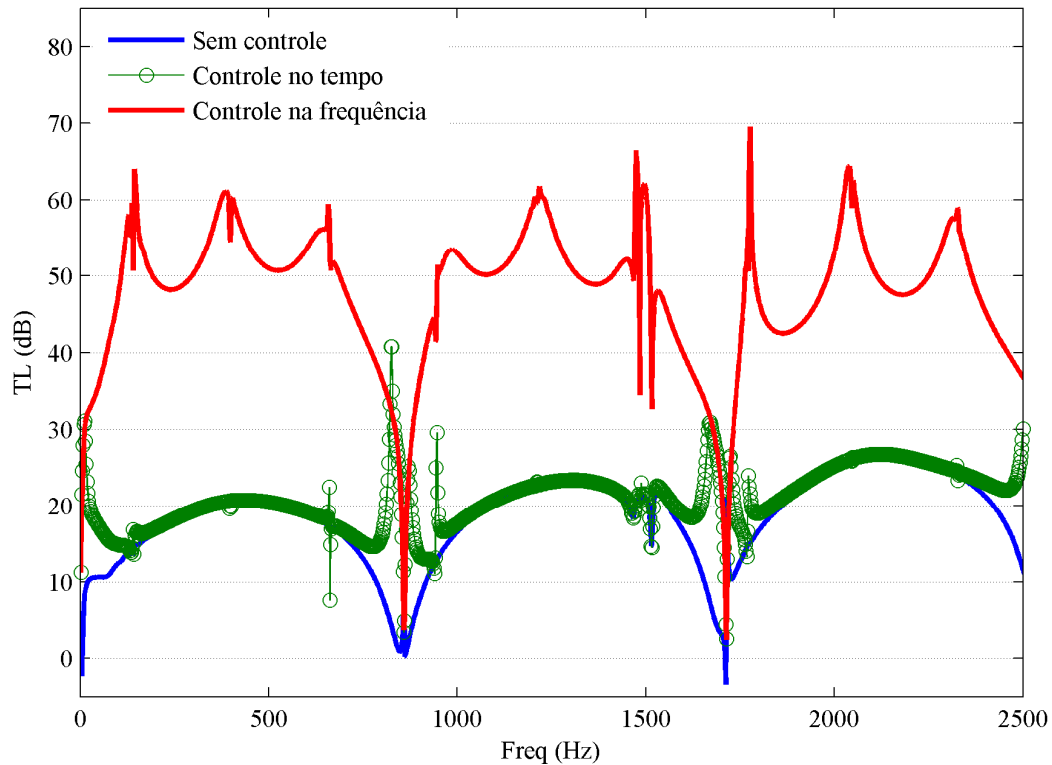


Figura 21 - TL obtida utilizando como distúrbio um sinal multisseno.

Como avaliação do resultado destas duas simulações, pode-se dizer que as estratégias de controle propostas não apresentaram um comportamento satisfatório no controle indireto da TL quando a excitação primária é realizada por um sinal aleatório. Este comportamento não é novidade para estes modelos de controladores que tendem a focar a ação da lei de controle nas frequências que apresentam os maiores erros médios quadráticos (KUO e MORGAN, 1996).

Entretanto, trabalhando com uma faixa grande de frequências utilizando como distúrbio primário apenas as frequências de interesse convenientemente somadas, os controladores apresentam um bom desempenho. No caso do domínio do tempo, o controlador apenas melhora a TL

nos pontos onde a mesma apresentava níveis mais baixos (pontos onde a pressão sonora seria máxima no sensor de erro) reforçando a hipótese que este controlador prioriza os pontos do espectro que apresentam maiores erros médios quadráticos. Quanto ao controle no domínio da frequência, este foi ajustado para atuar em toda a faixa de frequências do espectro do sinal de distúrbio primário, minimizando a pressão sonora em todas estas frequências, e por consequência, elevando consideravelmente a perda de transmissão sonora indiretamente. Para garantir que a melhora do desempenho se deu pela mudança do sinal de distúrbio primário e não apenas pelo aumento do tamanho dos filtros adaptativos, este experimento foi repetido utilizando novamente um sinal aleatório como distúrbio primário. Os resultados das perdas de transmissão sonora estão na Figura 22.

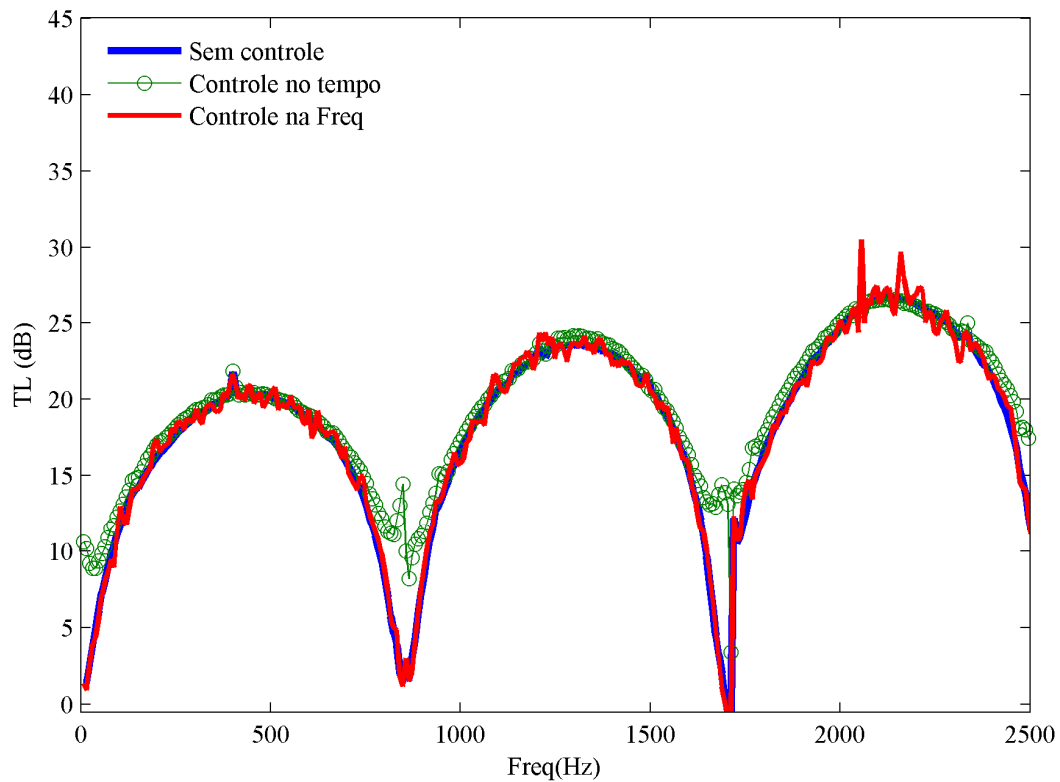


Figura 22 - TL controlada utilizando ruído branco com distúrbio primário e ordem alta dos filtros FIR.

O aumento do tamanho do filtro FIR melhorou o desempenho do controlador no domínio do tempo, em termos de TL, utilizando um sinal aleatório como distúrbio primário. Esta melhora não foi observada no controle no domínio da frequência, que apresentou como significativo ape-

nas o fato de não piorar a perda de transmissão sonora com o distúrbio primário em questão, assim como ocorreu também no controle no domínio do tempo.

Os experimentos ilustrados nos capítulos posteriores apontam que a estratégia de controle no domínio do tempo pode produzir bons resultados neste tipo de aplicação mesmo quando alimentada com um ruído branco como distúrbio primário, desde que seja utilizada em uma faixa estreita de frequências, não superior a algumas centenas de Hz.

A segunda simulação da aplicação destes controladores utiliza como distúrbio primário uma somatória de frequências, sem ajuste de fase, convenientemente escolhidas para que o controle no domínio da frequência atue diretamente nestas. Nesta segunda simulação o sinal de referência periódico foi composto por treze frequências entre 200 e 2600Hz, de 200 em 200Hz. O procedimento de medição para ambas as implementações de controle foi similar ao procedimento da simulação anterior. Era esperado que o controle no domínio da frequência cancelasse 100% do sinal da pressão sonora em “P3”, onde é obtido o sinal do erro instantâneo. Os controladores utilizaram filtros FIR de ordem 32 nesta simulação.

Como estas estratégias adaptativas fazem com que a convergência dos ganhos dos filtros atinja valores muito próximos aos valores ótimos no controle do sinal harmônico uma terceira simulação foi conduzida, aplicando-se um ruído branco como velocidade de volume no campo acústico próximo do sensor de erro (“Entrada 3”) durante a etapa de adaptação das implementações.

Esperava-se observar que o controle no domínio da frequência sofria menos influência de um elevado ruído de fundo no sinal do erro instantâneo do que o controle no domínio da frequência. O procedimento para realizar a medição dos sinais de entrada e pressões é igual aos anteriores, mas neste caso, juntamente com a interrupção do processo de adaptação dos controladores, o distúrbio do campo acústico próximo ao sensor de erro também é interrompido antes da medição dos pontos de tomada de pressão. O objetivo deste distúrbio é penalizar o processo de adaptação, verificando qual implementação do controle preditivo é mais sensível a este tipo de distúrbio. Os resultados das últimas duas simulações estão compilados no gráfico da Figura 23. O passo de convergência em ambas implementações foi ajustado em 0,01.

Analisando os resultados, pode se afirmar convictamente que para o controle de distúrbios primários harmônicos as estratégias de controle foram muito efetivas no controle indireto da perda de transmissão sonora. Sem a adição de ruído no sinal de erro instantâneo e sem o ajuste da fase das frequências que compõe o distúrbio primário o desempenho de ambas as estratégias de controle foram similares, fato relacionado com o grande tempo de adaptação de ambas as estratégias.

Com a adição do ruído no sinal do erro instantâneo, ainda no caso sem ajuste de fase do ruído primário, o controle no domínio da frequência sofreu uma menor degradação no desempenho do que o controle no domínio do tempo como o esperado.

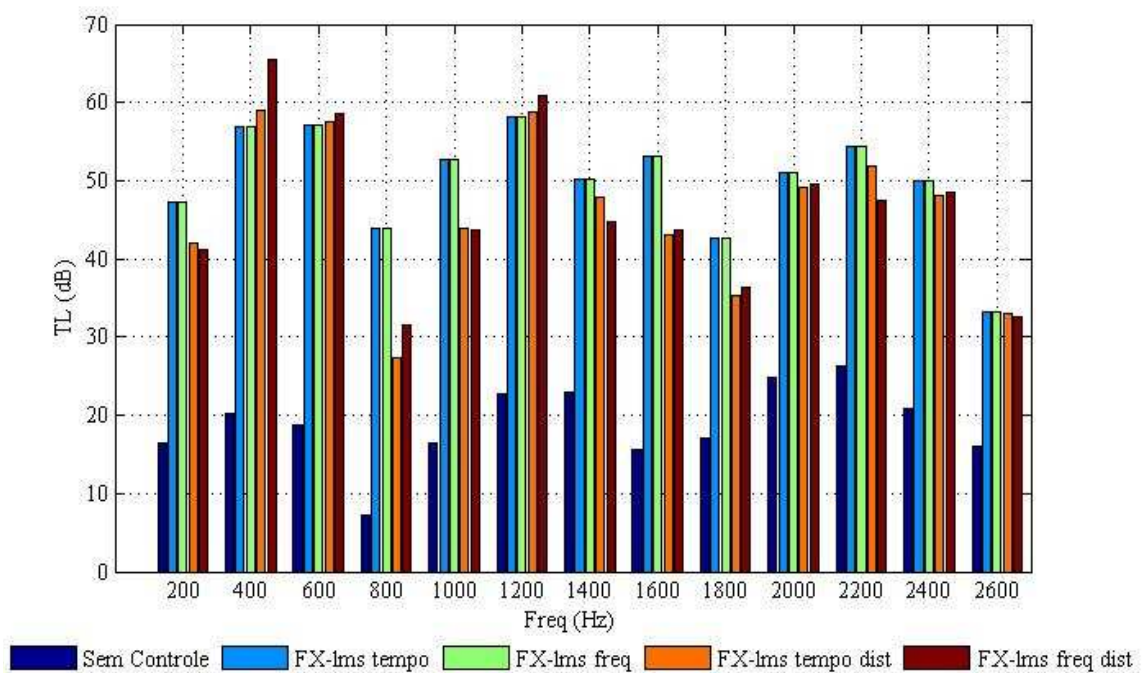


Figura 23 - Resultados da perda de transmissão sonora com o distúrbio primário composto por somatória de senos.

O efeito de um ruído exógeno aleatório no sinal de erro instantâneo também foi verificado quando o distúrbio primário era composto por um sinal multissenso. Neste caso, o controle no domínio da frequência aparenta sofrer maior influência deste ruído em comparação ao desempenho desta mesma estratégia sem a incidência do ruído no sinal de erro, mas se considerarmos a perda de transmissão sonora passiva, observa-se que a maior degradação da TL original se dá

com a utilização do controlador no domínio do tempo com a incidência de ruído aleatório no sensor de erro.

Para garantir que as medições da perda de transmissão sonora eram válidas, foi preciso observar se a ação dos controladores não produzida um acréscimo do ruído nos pontos de medição anteriores à cavidade de expansão. As estratégias de controle utilizadas atuavam para minimizar uma grandeza medida pelo sensor de erro, não sendo levando em consideração o que se passa em outros pontos do sistema ou com outras grandezas diferentes da medida pelo sensor de erro.

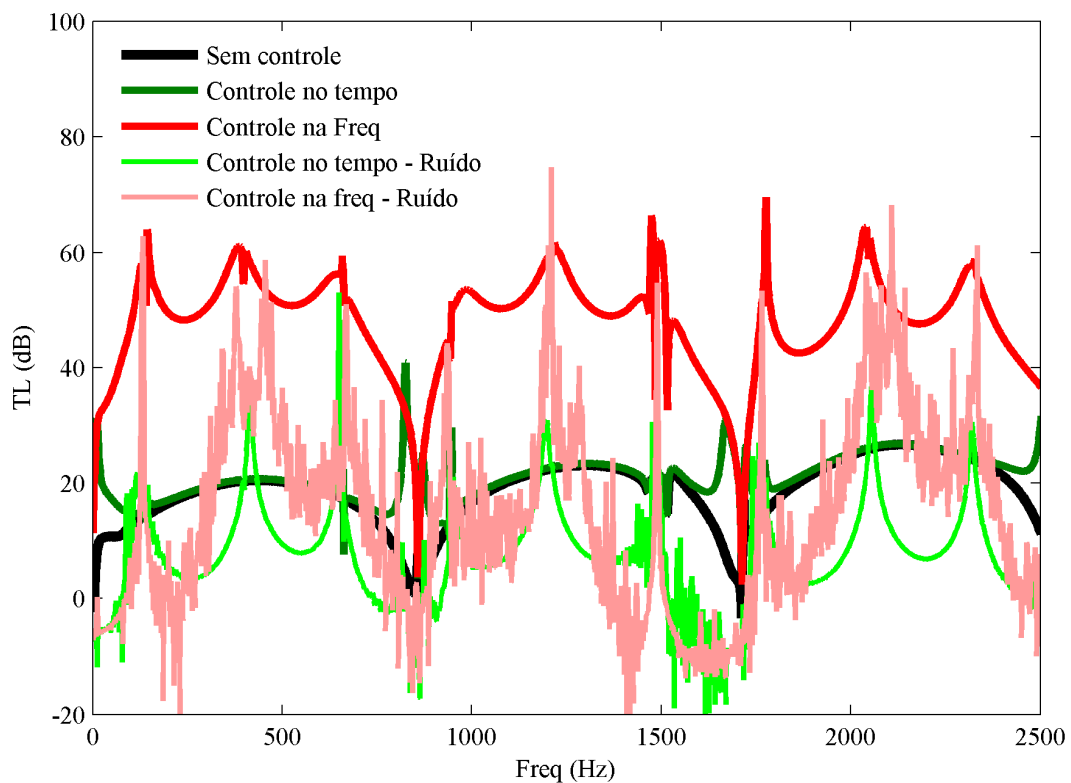


Figura 24 - Perda de transmissão sonora ativa com e sem a incidência de ruído de ruído no sensor de erro durante a adaptação.

Existe uma possibilidade de que a atuação dos controladores esteja minimizando a pressão no ponto “P3” ao mesmo tempo em que a pressão sonora nos pontos “P1” e “P2” aumentam, produzindo valores de perda de transmissão maiores do que o real quando utilizamos a formulação proposta. Assim, uma medição dos sinais da pressão sonora no domínio do tempo com e sem a atuação dos controladores foi realizada para se verificar como a pressão sonora estava se com-

portando. Os resultados desta medição estão nas Figura 25 e Figura 26 e partir destes, pode-se concluir que as medições da TL são válidas, pois a ação do controlador não alterou os níveis de pressão sonora medidos nos pontos antes da cavidade de expansão onde o sinal de controle era adicionado ao sistema. A pequena restrição que se vê na Figura 15 tem esta finalidade, dificultar a propagação do sinal de controle no campo acústico próximo aos pontos de medição “P1” e “P2”.

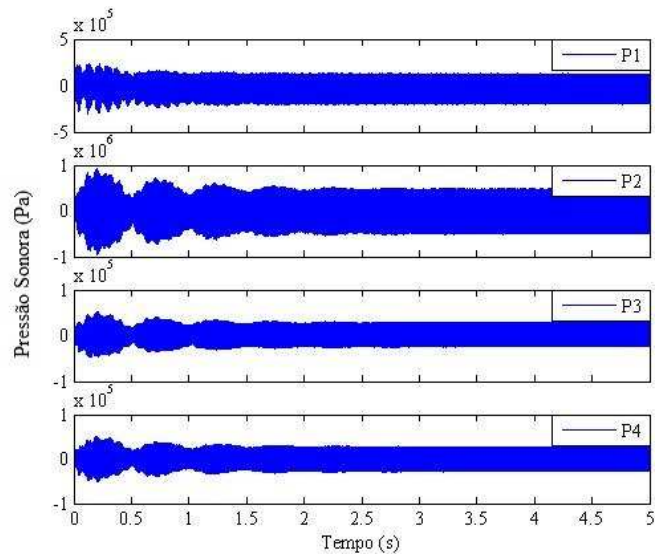


Figura 25 - Gráfico da pressão sonora nos pontos P1 a P4 sem controle de pressão.

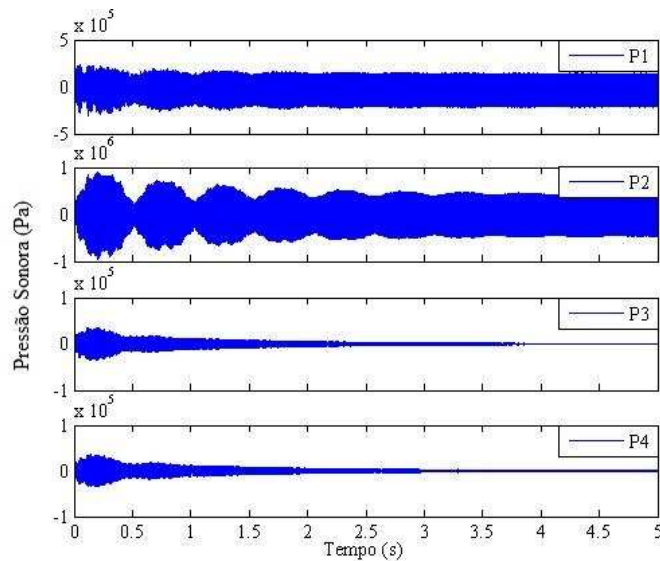


Figura 26 - Pressões sonoras nos pontos de medição com a atuação do controlador

Na Figura 23 é possível observar que ambos os controladores atuaram em todas as frequências que compunham o sinal de distúrbio primário. Dificilmente este quadro se repetirá em uma aplicação em tempo real, em primeiro devido a possíveis restrições no nível de resposta do atuador secundário, que pode não atuar de forma plana no espectro. Outra restrição existente nas implementações em tempo real é que a energia do sinal de controle é limitada pelo sistema de DSP que está rodando o programa de controle e pelo amplificador que normalmente é ligado antes do atuador secundário. Níveis de amplitude elétrica acima da faixa de trabalho normal do amplificador produzem não linearidades e distorções que comprometem o funcionamento do sistema de controle. Na simulação não foi considerada nenhuma limitação no sinal de controle.

5 CONSTRUINDO UM TUBO DE ONDAS PLANAS PARA MEDIÇÃO DA PERDA DE TRANSMISSÃO SONORA

Neste capítulo serão descritos os aspectos práticos da concepção de um tubo de ondas planas de secção retangular para a medição da perda de transmissão sonora das espumas inteligentes propostas.

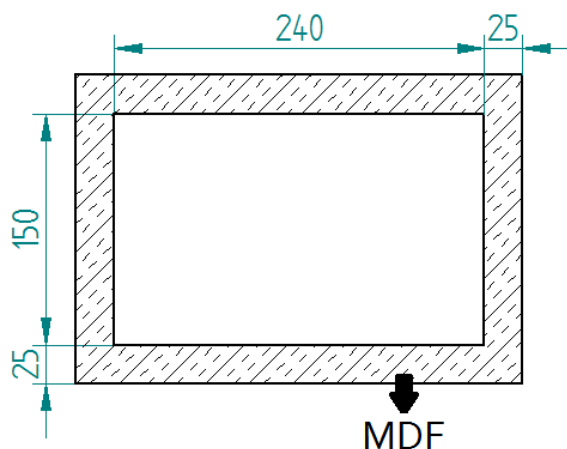


Figura 27 - Esquema da seção transversal do tubo de ondas planas construído.

A primeira restrição enfrentada no projeto do Tubo estava nas dimensões da secção transversal do suporte do corpo de prova. O painel reforçado do qual se pretendia controlar ativamente a perda de transmissão sonora possuía vãos entre as vigas que o reforçavam com dimensões variáveis de largura entre 130 e 150mm e altura de 480mm.

Utilizando espuma como material de tratamento passivo, esta variação da largura não consistia em um problema, pois caso todas as almofadas ativas possuíssem a largura máxima, era possível comprimir a espuma para que a mesma coubesse em um vão de menor largura. A altura de 480mm já caracterizava um problema, pois um duto com quase meio metro de secção transversal não seria algo facilmente movimentado no laboratório, e muito menos dentro das salas acústicas da FEM/UNICAMP. Para contornar este problema, foi decidido que o atuador desen-

volvido teria dimensão máxima de 240mm. Assim, quando o mesmo fosse montado no painel reforçado, duas unidades seriam utilizadas.

Com relação à dimensão da largura, um segundo aspecto foi levado em consideração: As hipóteses trabalhadas no tubo de ondas planas necessitam de incidência sonora normal de uma frente de ondas planas. Desta forma, a maior dimensão do tubo pode influenciar a condição de ondas planas, uma vez que quanto maior for a medida da secção transversal, menor será a frequência do segundo modo de propagação crítica. A relação que determina a frequência de corte superior do duto (KINSLER *et al.*, 1999) é definida por:

$$f_{sup} = \frac{c}{2L} \quad (5.1)$$

onde c indica a velocidade de propagação do som no meio e L indica a maior dimensão da secção quadrada. A velocidade de propagação do som utilizada na fase de projeto é 344m/s. Com estes dados, a frequência de corte superior do tubo de ondas planas será de aproximadamente 717Hz.

O material utilizado para confeccionar o tubo foi o laminado de MDF (iniciais de *Medium Density Fiberboard* – Placa de fibra de madeira de média densidade) de 25mm revestido em ambos os lados por uma camada de fórmica branca. Esta escolha foi motivada pela densidade alta do material (720kg/m³) o que dificulta a passagem do distúrbio sonoro de dentro pra fora do tubo através das paredes e a camada de fórmica foi utilizada para reduzir a absorção acústica da superfície do MDF. A conexão entre as partes de MDF foi feita utilizando parafusos e entre as partes, foi acrescida uma grande camada de silicone em pasta, evitando vazamentos de ar.

Utilizando a norma técnica ASTM 1050-10 (AMERICAN SOCIETY FOR TESTING AND MATERIALS, 2010) que regulamenta as dimensões em tubos de impedância foi definida a distância entre os microfones que medirão as ondas sonoras incidentes e transmitidas no corpo de provas. O tubo de ondas planas construído funciona como dois tubos de impedâncias. No primeiro deles, temos uma fonte sonora em uma ponta e na outra um corpo de prova. O segundo duto é conectado a este primeiro pelo corpo de prova, mas com uma terminação livre. Assim, o afastamento entre os microfones deve ser de no mínimo 1% do maior comprimento de ondas envolvido no procedimento de medição. Como o tubo foi construído para a medição do desempenho da espuma inteligente que tem a parte ativa movimentada por um transdutor piezométrico, material que

não é eficiente em frequências abaixo de 70Hz, poderíamos definir este valor como sendo a menor frequência de trabalho do tubo, em consequência, maior comprimento de onda trabalhado. Entretanto, para não limitar a finalidade do tubo em construção que seria útil apenas para experimentos com materiais piezelétricos, foi definida como frequência mínima de trabalho 20Hz, que é o limite inferior da faixa de frequência audível pelos humanos. Nesta faixa de frequência, utilizando a velocidade de propagação fornecida, o comprimento de ondas desta frequência é 17,2m. Assim, a distância entre os microfones é 1% deste valor, ou seja, 172mm.

A distância entre o corpo de prova e os microfones do lado da fonte sonora também é especificada pela norma. Quando temos ondas planas incidindo em um corpo de provas plano e simétrico, a distância mínima entre o corpo de prova e o microfone deve ser igual a 25% da maior dimensão da secção transversal do duto. Quando a superfície do corpo de prova não é plana e não apresenta simetria, a distância mínima é igual a maior dimensão da secção do tubo. A distância adotada foi de 360mm, superando a sugestão da norma.

O último parâmetro com relação ao posicionamento dos microfones refere-se à distância entre a fonte sonora e o primeiro microfone. A recomendação para garantir que as frentes de onda possuam pressões sonoras e velocidades de partícula mais homogêneas em relação a uma dada secção a ser medida é para que o microfone esteja a no mínimo a três vezes a maior dimensão da secção do duto de distância da fonte sonora. Assim, distância foi arredondada para 720mm.

A faixa de frequência útil do tubo é delimitada na parte inferior pela distância entre os microfones e na parte superior pela condição de propagação de ondas planas, que depende da maior dimensão da secção transversal do tubo. Assim, o tubo produz resultados válidos para as frequências entre 20Hz e 717Hz.

As dimensões finais dos dutos fixados à fonte sonora e ao suporte do corpo de prova na direção do eixo por onde se propagarão as ondas sonoras são as mesmas e iguais a 1300mm.

5.1 FONTE SONORA DO TUBO DE ONDAS PLANAS.

A fonte sonora deve possuir uma resposta plana no domínio da frequência. Para isto, foram buscadas alternativas de alto-falantes do tipo *mid-bass* (próprio para sons graves e médios) dis-

poníveis no mercado, que abrangesse a maior parte possível da secção do tubo sem extrapolá-la, com resposta em frequência plana na faixa de frequências úteis do tubo.



Figura 28 - Alto-falante escolhido como fonte sonora do tubo de ondas planas.

O modelo escolhido foi o PMB-6 da Bravox. Este alto-falante possui 6” de diâmetro. A fixação ao tubo foi realizada com parafusos e silicone, impedindo vazamentos de ar entre a parte traseira do cone e o tubo. Ainda na parte traseira do falante foi montada uma caixa selada de MDF revestido com uma camada de feltro autoadesivo de 25mm de espessura em toda a parte interna da caixa. A conexão da caixa com o tubo de impedância foi realizada utilizando parafusos e um material adesivo denominado sela-trinca para impedir o vazamento de ar entre a parte interna da caixa e o ambiente ao redor.

5.2 O SUPORTE DOS MICROFONES

Para que os microfones possam medir a pressão sonora nos quatro pontos do tubo necessários para a estimativa da perda de transmissão sonora, foi criado um sistema de flanges de PVC, de modo que os microfones permaneçam sempre na mesma profundidade. Outra propriedade desta flange é impedir que ocorra vazamento de ar da parte interna do duto.

A Figura 29 mostra uma vista em corte do suporte e na Figura 30 está uma foto da flange construída.

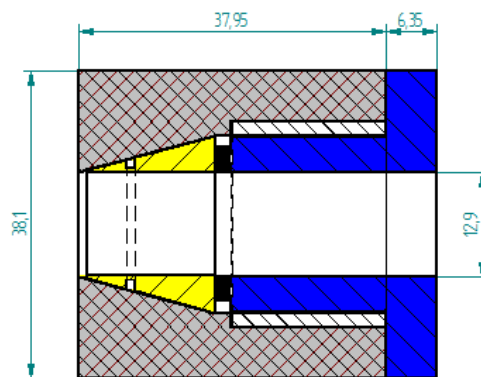


Figura 29 - Vista em corte da flange de suporte do microfone.



Figura 30 - Foto da flange construída com um microfone dentro.

5.3 TERMINAÇÃO ANECÓICA

Para que as medições da perda de transmissão sonora do corpo de prova transcorressem mais rapidamente (utilizando o método das duas cargas duas terminações distintas seriam necessárias para se determinar a perda de transmissão sonora) foi acrescida ao tubo de ondas planas uma terminação supostamente anecóica. Assim considera-se a hipótese de que não há reflexão da onda sonora nesta terminação.

Neste tipo de terminação, uma leve inclinação das paredes do tubo para fora do mesmo faz com que a mudança de impedância sonora entre o interior do duto e a área externa seja menos abrupta, evitando reflexões sonoras indesejadas. Infelizmente, a inclinação ideal desta terminação deveria ser algo em torno de 6° , o que implicaria em um aumento no tamanho final do duto considerável, uma vez que são 1300mm do duto de entrada e mais 1300mm do duto de saída, acrescidos de 175mm do suporte do corpo de prova, o que já resulta em mais de 2,7m fora a terminação. Para minimizar as dimensões da terminação, a inclinação das paredes que deveriam ser 6° foi alterada para 30° , com 0,5m de extensão. Para incrementar a propriedade de não reflexão de on-

das para dentro do tubo da terminação anecóica, a mesma foi preenchida com uma camada de 300mm de espuma de melamina.

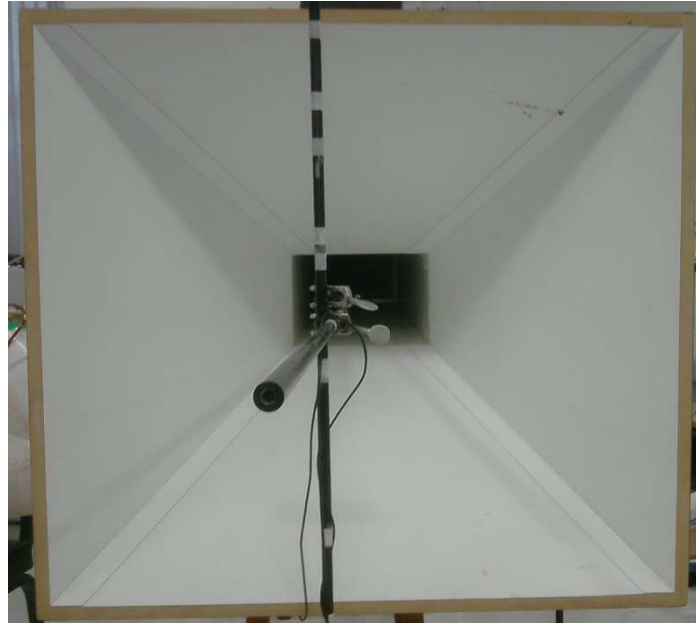


Figura 31 - Vista da terminação do duto com a mesma inclinação em todos os lados.

5.4 FORMULAÇÃO PARA O CALCULO DA TL

Utilizando o tubo de ondas planas apresentado até aqui será apresentado dois modos para calcular a perda de transmissão sonora de um corpo de prova. A primeira formulação já foi utilizada na simulação da perda de transmissão sonora apresentada no Capítulo 4 onde é considerada a amplitude da onda sonora incidente e a amplitude da onda sonora transmitida. A segunda formulação que será apresentada aqui utiliza o chamado método das duas cargas para o cálculo da perda de transmissão sonora (SONG e BOLTON, 2000; OLIVIERI, BOLTON e YOO, 2006). Neste método, será estabelecida uma relação entre os sinais da pressão sonora e da velocidade de partícula, ambos no domínio da frequência, nos dois lados de um corpo de prova. É possível estabelecer uma equação matricial que relacione as grandezas acústicas (pressão e velocidade de partícula) antes e depois de um corpo de prova de espessura igual a l , onde a igualdade é estabelecida com o uso de uma matriz denominada por “Matriz de Transferência”, como no exemplo a seguir:

$$\begin{bmatrix} P \\ V \end{bmatrix}_{x=0} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ V \end{bmatrix}_{x=l} \quad (5.2)$$

Adotando uma representação complexa e exponencial, e como origem das coordenadas a superfície da amostra, podemos definir como a pressão da onda sonora incidente e onda transmitida, assim como a velocidade de partícula das mesmas ondas sonoras a partir da solução da equação da onda, nas equações a seguir:

$$P(x, \omega)\exp(j\omega t) = \begin{cases} (A(\omega)\exp(-jkx) + B(\omega)\exp(jkx)) \exp(j\omega t) & x \leq 0 \\ (C(\omega)\exp(-jkx) + D(\omega)\exp(jkx)) \exp(j\omega t) & x \geq l \end{cases} \quad (5.3)$$

$$V(x, \omega)\exp(j\omega t) = \begin{cases} \frac{A(\omega)\exp(-jkx) + B(\omega)\exp(jkx)}{\rho_0 c} \exp(j\omega t) & x \leq 0 \\ \frac{C(\omega)\exp(-jkx) + D(\omega)\exp(jkx)}{\rho_0 c} \exp(j\omega t) & x \geq l \end{cases} \quad (5.4)$$

Os valores de x na Equação (5.3) e Equação (5.4) consideram como origem do eixo de medição a superfície do corpo de prova mais próxima da fonte sonora do tubo, como ilustrado na Figura 32.

Utilizando um sinal aleatório para excitar a fonte sonora do tubo de ondas planas podemos substituir a medição da Pressão sonora no domínio da frequência em cada um dos pontos de medição pela curva de resposta em frequência. Como o sistema de análise espectral utilizado tem como padrão a utilização do estimador H1 da FRF que é definido pelo espectro cruzado do sinal de entrada e o sinal de saída dividido pelo auto-espectro do sinal de entrada, as amplitudes das pressões sonoras serão definidas pelas equações apresentadas em (5.5), onde S_{xx} indica o auto-espectro do sinal de entrada e H_{PnR} é a curva de resposta em frequência calculada com o estimador H1 entre a entrada e a saída ($n=1,2,3$ ou 4).

$$\begin{aligned} A &= \sqrt{S_{xx}} \frac{j(H_{P1R}e^{jkx_2} - H_{P2R}e^{jkx_1})}{2\text{sen}(x_1 - x_2)} \\ B &= \sqrt{S_{xx}} \frac{j(H_{P2R}e^{-jkx_1} - H_{P1R}e^{-jkx_2})}{2\text{sen}(x_1 - x_2)} \\ C &= \sqrt{S_{xx}} \frac{j(H_{P3R}e^{jkx_4} - H_{P4R}e^{jkx_3})}{2\text{sen}(x_3 - x_4)} \\ D &= \sqrt{S_{xx}} \frac{j(H_{P4R}e^{-jkx_3} - H_{P3R}e^{-jkx_4})}{2\text{sen}(x_3 - x_4)} \end{aligned} \quad (5.5)$$

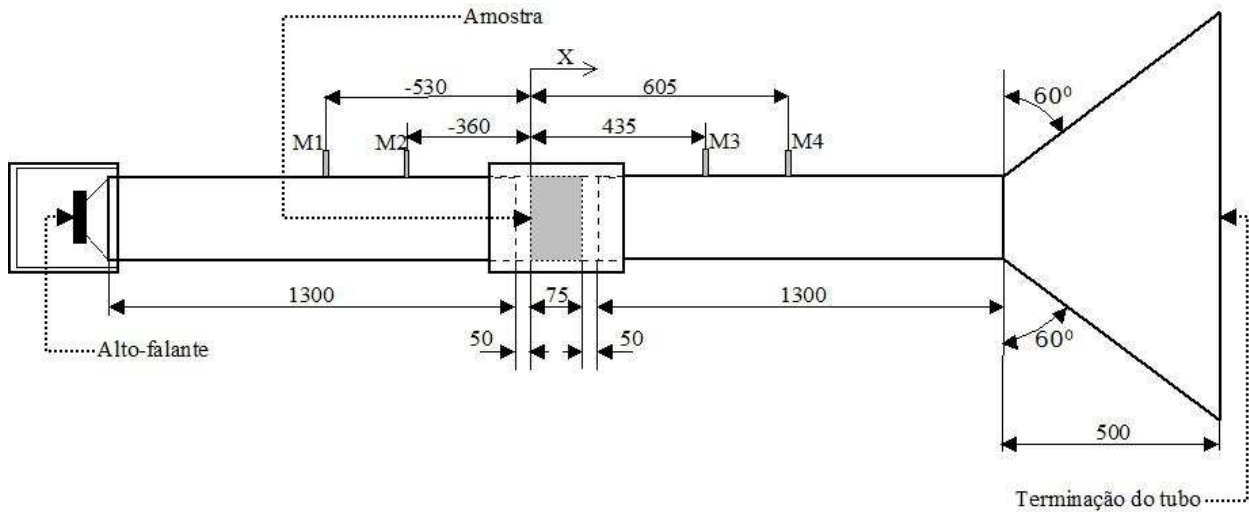


Figura 32 - Diagrama esquemático com as dimensões do tubo de ondas planas. As medidas estão em milímetros.

No método das duas cargas, realizam-se estimativas das pressões e das velocidades de partícula em cada uma das faces do corpo de prova com duas terminações diferentes para o tubo de ondas planas. Assim, a Equação (5.2) apresentaria quatro incógnitas, como na equação a seguir:

$$\begin{bmatrix} P_a & P_b \\ V_a & V_b \end{bmatrix}_{x=0} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_a & P_b \\ V_a & V_b \end{bmatrix}_{x=l} \quad (5.6)$$

Os índices a e b indicam com que terminação estas pressões e velocidades de partículas foram obtidas. Os elementos da matriz de transferência podem ser facilmente determinados, isolando esta matriz na Equação (5.7)

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{P_{x=l}^{(a)} V_{x=l}^{(b)} - P_{x=l}^{(b)} V_{x=l}^{(a)}} \begin{bmatrix} P_{x=0}^{(a)} V_{x=l}^{(b)} - P_{x=0}^{(b)} V_{x=l}^{(a)} & -P_{x=0}^{(a)} P_{x=l}^{(b)} + P_{x=0}^{(b)} P_{x=l}^{(a)} \\ V_{x=0}^{(a)} V_{x=l}^{(b)} - V_{x=0}^{(b)} V_{x=l}^{(a)} & -P_{x=l}^{(b)} V_{x=0}^{(a)} + P_{x=l}^{(a)} V_{x=0}^{(b)} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Na Equação (5.7) os possíveis valores de x ($x=0$ e $x=l$) indicam em que superfície da amostra está sendo estimada a pressão sonora P e a velocidade de partícula V . Os expoentes (a) e (b) indicam se a respectiva pressão ou velocidade de partícula foi obtida com a terminação A ou B no tubo de ondas planas.

Utilizando a Equação (5.2) em um tubo de ondas planas com uma terminação perfeitamente anecóica e considerando a incidência normal de ondas planas sobre a superfície do corpo de provas, a perda de transmissão sonora em função da matriz de transferência será dada por:

$$TL_n(\omega) = 10\log\left(\frac{1}{4}\left|T_{11} + \frac{T_{12}}{\rho_0 c} + \rho_0 c T_{12} + T_{22}\right|^2\right) \quad (5.8)$$

Como a matriz de transferência está relacionada com as propriedades do material ensaiado e não com as características do tubo de ondas planas, é possível utilizar na Equação (5.8) os valores da matriz de transferência estimados com a Equação (5.7), onde é necessária apenas a utilização de duas terminações distintas no tubo de ondas planas.

5.5 VALIDAÇÃO DO MÉTODO DE MEDIÇÃO

O primeiro procedimento de validação das medidas do tubo consistiu na comparação entre os resultados da perda de transmissão sonora obtidos utilizando a Equação (5.8), onde duas terminações distintas seriam empregadas na estimativa da matriz de transferência, com os resultados obtidos utilizando-se uma hipotética terminação anecóica e a formulação proposta no Capítulo 4, utilizando as Equações (4.1), (4.21) a (4.23) alimentadas com a função de transferência entre o sinal aplicado à fonte sonora do tubo de ondas planas e os pontos de medição de pressão sonora P1 a P4. A comparação das curvas de perda de transmissão sonora obtidas para uma placa de alumínio de 1mm de espessura, e engastada é apresentada na Figura 33.

Embora o método das duas cargas deva produzir resultados mais exatos da perda de transmissão sonora, a utilização da hipótese de terminação anecóica originou resultados muito próximos aos da metodologia anterior, utilizando quatro medições a menos de pressão sonora. Como havia um único microfone disponível para a medição, optou-se pela utilização da hipótese de terminação anecóica para reduzir o tempo de medição. Como o trabalho que será realizado no tubo de ondas planas consistirá na comparação de desempenho entre diferentes atuadores e sensores de erro, utilizando a mesma metodologia em todas as medições não provocará desvios nas eventuais comparações a serem realizadas.

Ainda para garantir os resultados da perda de transmissão sonora obtidos com a Equação (5.8), a mesma medição da TL da placa de alumínio de 1mm de espessura e engastada foi comparada com a estimativa da perda de transmissão sonora desta placa de alumínio utilizando métodos numéricos, no caso, o Método dos Elementos Finitos (FEM) implementado no programa Cavok[®] implementado pelo prof. Pierre Lamary, que produz resultados iguais para esta aplicação em

comparação com outros softwares comerciais que também utilizam FEM como método de resolução. O Método dos Elementos Finitos apresenta soluções muito próximas das analíticas em baixas frequências, onde se localiza a faixa de medição do tubo de ondas planas.

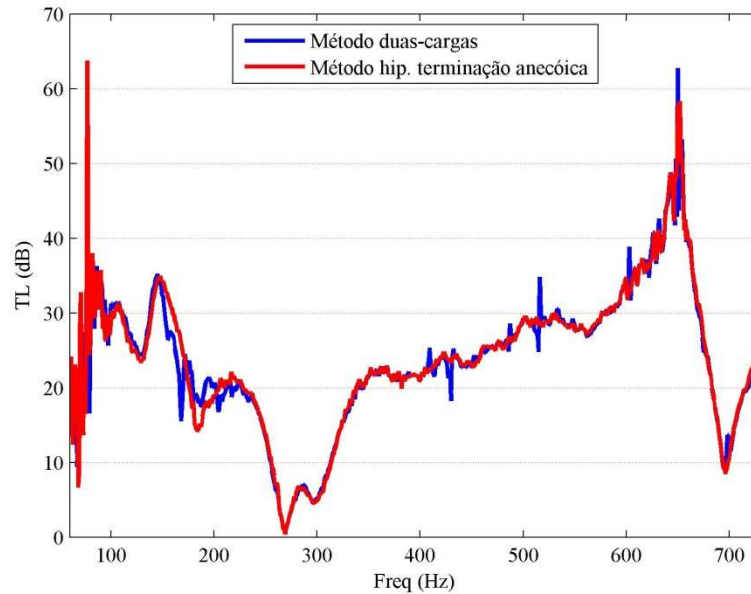


Figura 33 - Comparação entre as medições das curvas de perda de transmissão sonora obtidas com diferentes metodologias.

Infelizmente, não é possível a reprodução experimental da condição de contorno de engaste da placa, o que torna o deslocamento e a rotação em todos os eixos dos pontos localizados na borda da placa iguais a zero, assim como as eventuais rotações nestes pontos. Com o prévio conhecimento desta dificuldade, os resultados da perda de transmissão sonora computados utilizando o FEM foram realizados considerando a placa engastada em um primeiro momento e a mesma placa simplesmente apoiada em um segundo momento, o que reduz as frequências naturais desta placa, modificando consideravelmente a perda de transmissão, como apresentado na Figura 34 (SIVIERO *et al.*, 2010).

Para fazer com que os resultados experimental e numérico se aproximem um pouco mais, é possível diminuir as restrições de deslocamento da condição de contorno engastada utilizada numericamente. Considerando na simulação que as duas bordas de maior dimensão da placa estão

engastadas e as duas bordas menores simplesmente apoiadas, a aproximação entre o comportamento dos resultados se torna mais nítida, como apresentado na Figura 35.

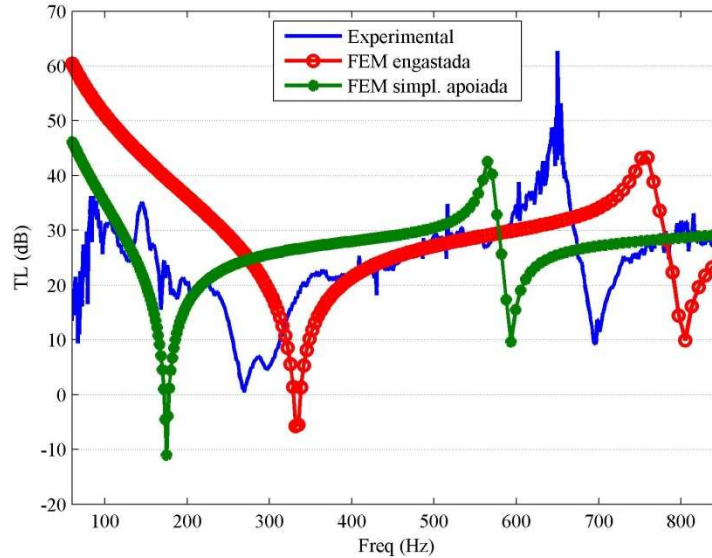


Figura 34 - Comparação entre as curvas de perda de transmissão sonora experimental e numéricas.

A diferença que ainda persiste no vale e no pico da perda de transmissão sonora no gráfico da Figura 35 pode ser ainda atribuída a problemas nas condições de contorno. A fixação da placa de alumínio na flange do tubo de ondas planas se deu por parafusação da placa em cantoneiras de alumínio, presentes em ambos os lados da placa, com uma massa de calafetar entre as bordas da placa de alumínio e o tubo, assim como entre as cantoneiras e a placa. Ainda pode haver diferenças entre as propriedades do alumínio utilizadas na simulação em relação às mesmas propriedades da placa utilizada no experimento.

Já a diferença de amplitude da TL abaixo dos 300Hz pode ser relacionada com eventuais vazamentos sonoros existentes no tubo de ondas planas, uma vez que existiam conexões vedadas por borracha entre o lado do tubo com o gerador de ruídos e a flange, assim como entre a mesma flange e o lado do tubo com a terminação anecóica, lembrando que o isolamento de ruídos de baixa frequência é um problema complexo. Na simulação numérica, é considerado que o único caminho acústico possível entre os lados do tubo é através da placa de alumínio.

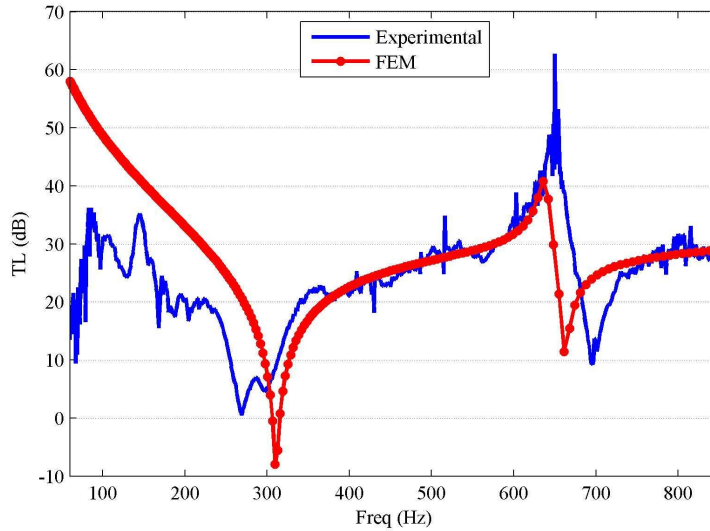


Figura 35 - Comparação entre os resultados numéricos e experimentais da perda de transmissão sonora de uma placa de alumínio.

Em aspectos gerais, os resultados das simulações mostram que o comportamento da curva de perda de transmissão sonora obtida experimentalmente não está diferente do esperado, caracterizando o tubo construído e a estratégia de cálculo da TL utilizada como bons estimadores da perda de transmissão sonora, principalmente na faixa entre 300Hz e 600Hz.

Apenas a título de informação, para a placa de alumínio testada (1mm de espessura (h), Módulo de Young (E) igual a 70GPa, Poisson (ν) igual a 0,33) a frequência de coincidência será dada por (KINSLER *et al.*, 1999):

$$fc = \frac{c_0^2}{\pi h} \sqrt{\frac{3\rho_{alum}}{E(1-\nu^2)}} \quad (5.9)$$

Para esta placa, a frequência de coincidência é igual a 13.487Hz.

Utilizando um formulário de equações sobre formas modais e frequências naturais (BLEVIN, 1979), as frequências naturais desta placa de alumínio engastada seriam dadas por:

$$Freq_{Modos} = \frac{\lambda}{2\pi a} \sqrt{\frac{E h^3}{12\gamma(1-\nu^2)}} \quad (5.10)$$

onde γ é a massa por unidade de área da placa, relação definida pela multiplicação entre a densidade do alumínio (2697kg/m^3) pela espessura em metros, a indica a maior dimensão da placa e λ é uma matriz de constantes, relativas aos modos da placa engastada, dado a seguir.

$$\lambda = \begin{bmatrix} 60,77 & 148,8 \\ 93,86 & 179,7 \\ 149,74 & 0,00 \\ 226,90 & 0,00 \end{bmatrix}$$

Substituindo o valor de $\lambda_{1,1}$ na Equação (5.10), teríamos a frequência em que ocorre o primeiro modo de vibração da placa engastada. Substituindo o valor de $\lambda_{1,2}$ na Equação (5.10), teríamos a frequência em que ocorre o primeiro modo de vibração da placa na lateral de maior dimensão e o segundo modo de vibração da lateral de menor dimensão, e assim sucessivamente.

Para a placa de alumínio testada, os valores encontrados pela Equação (5.10) são;

$$Freq_{Modos} = \begin{bmatrix} 284,8\text{Hz} & 697,5\text{Hz} \\ 439,9\text{Hz} & 842,3\text{Hz} \\ 701,9\text{Hz} & 0,000\text{Hz} \\ 1063,5\text{Hz} & 0,000\text{Hz} \end{bmatrix}$$

Observe que o primeiro vale da curva de perda de transmissão sonora da Figura 35 coincide com a frequência do primeiro modo de vibração da placa. O segundo vale deste mesmo gráfico ocorre em uma região do espectro próxima à frequência de vibração de dois modos da placa engastada, os modos (1,2) e (3,1).

6 A ESPUMA INTELIGENTE

Recentemente um grande número de artigos sobre espumas inteligentes apontam que a comunidade que estuda aplicações de Controle ativo de ruídos tem concentrado esforços no desenvolvimento de um atuador acústico híbrido que combine as propriedades de absorção de média-alta frequências das estratégias passivas de controle de ruídos com a capacidade de atenuar ruídos de baixa frequência das estratégias de controle ativo.

A maioria destes trabalhos utiliza um piezopolímero conhecido por PVDF (Fluoreto de Polivinilideno) acopladas a pedaços de espuma, (FULLER, GUIGOU e GENTRY, 1996; GENTRY, GUIGOU e FULLER, 1997; KUNDU e BERRY, 2011; LEROY *et al.*, 2011). Com o objetivo de aumentarmos a pressão sonora radiada, a película de PVDF foi substituída por atuadores de Titanato Zirconato de Chumbo (PZT). Enquanto o PVDF é um filme plástico flexível com alguns microns de espessura, o PZT é uma cerâmica rígida, o que garante que a energia elétrica será eficientemente convertida em energia mecânica. O fato do PVDF se apresentar flexível e sensível a cargas mecânicas em uma ampla faixa de tipos de carregamento o classifica como um bom sensor (NARAYANAN e SOMASUNDARAM, 1998).

Dois modelos distintos de atuadores a base de cerâmica PZT foram testados durante o desenvolvimento do protótipo da espuma inteligente: Uma película fabricada pela MIDE, modelo QP10N[®] e o atuador Thunder 7R[®] fabricado pela Face International. O atuador da MIDE já foi utilizado em uma série de experimentos de controle de vibração de placas e vigas e em experimentos de controle ativo de ruídos utilizando atuadores estruturais. O Thunder é um pouco mais recente, sendo utilizado no mesmo tipo de aplicação.

Em termos da constituição de cada um destes transdutores, o QP10N[®] consiste em um filme de PZT revestido por uma camada isoladora de polímero, e com contatos elétricos já soldados em um conector, o que facilita a ligação elétrica. Para a instalação desta película para sensoria-mento ou atuação em estrutura é necessário colá-lo, desta forma, depois de instalado, não há como removê-lo.

Já o Thunder[®] é composto por um sanduíche de materiais, na seguinte ordem: Uma placa de aço inox, adesivo de poliamida, uma película de PZT, adesivo de poliamida e uma placa de alumínio. Para que as camadas de adesivo sejam ativadas, o conjunto é aquecido e comprimido. Após certo período, o atuador é levado para uma câmara de resfriamento. Devido à alta eficiência da camada de adesivo e aos diferentes coeficientes de dilatação térmica dos materiais envolvidos, o atuador em seu aspecto final apresenta uma leve curvatura. A Figura 36 extraída do site da FACE International Inc, mostra a composição do Thunder[®].

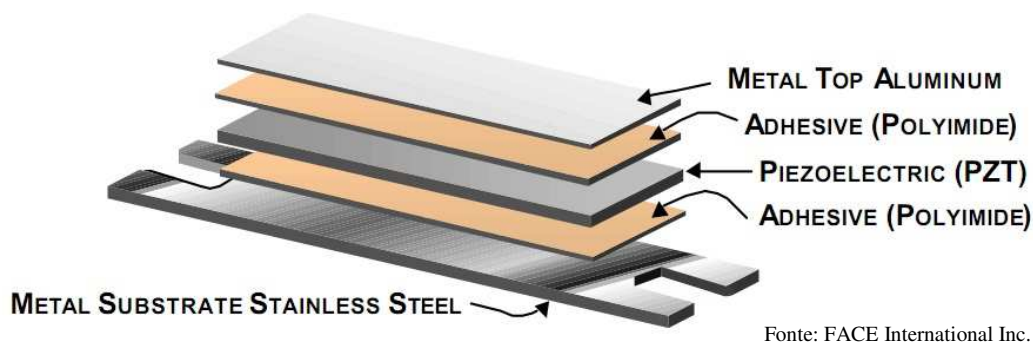


Figura 36 - Composição do Thunder fabricado pela FACE International Inc.

Em relação à fixação, o aço inox da base do Thunder[®] apresenta furação para a fixação do mesmo utilizando parafusos. Entretanto, para evitar problemas de acoplamento e eventuais não linearidades devido ao choque do centro do transdutor com a estrutura a ser movimentada foi utilizada uma camada de mel de abelha, entre estes dois últimos, além dos parafusos de fixação. Quanto a ligação elétrica do Thunder[®], esta é muito mais complicada do que a do transdutor da MIDE. As camadas de metal que compõem o Thunder[®] são os terminais de contato. Desta forma, é necessário soldar fios no mesmo. Infelizmente, o fio composto pela liga de estanho e chumbo (na respectiva proporção de 60% e 40%) normalmente comercializada para soldagens eletrônicas não adere facilmente ao aço inox e ao alumínio. Para contornar este problema, foi utilizada uma fita adesiva de cobre com cola condutiva. Desta forma, a fita era colada ao Thunder[®] e os fios para excitação do mesmo foram soldados sobre o cobre.

Comparando a atuação entre os dois modelos selecionados a primeira diferença perceptível é quanto à direção de deformação. Enquanto a película QP10N[®] apresenta deformação no plano

da película piezolétrica, o Thunder[®] se deforma na direção fora do plano da película piezolétrica, como ilustrado na Figura 37 e na Figura 38.

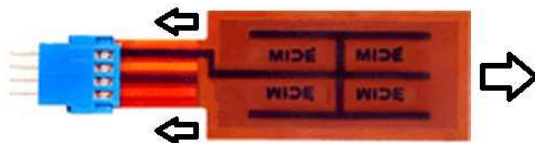


Figura 37 - Indicação da direção de deformação da película QP10N[®].

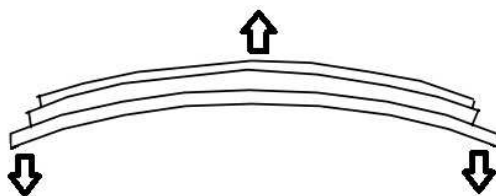


Figura 38 - Indicação da direção de deformação do Thunder[®].

Segundo a FACE International Inc., o transdutor Thunder[®] pode se deformar até trinta vezes a espessura da camada de PZT, característica ímpar neste tipo de material, podendo ser alimentado (especificamente o modelo 7R escolhido para este estudo) com tensões positivas de até 600V e negativas de até -300V. Para alimentações com corrente alternada, a amplitude máxima do sinal de pico deve ficar com o menor destes valores, ou seja, 300V, o que nos leva ao limite de $600V_{pp}$.

O QP10N[®] pode ser alimentado com uma tensão máxima de $400V_{pp}$ e o deslocamento máximo desta película (quando vai de um estado de retração ao estado expansão) é de 0,05% do tamanho do PZT em relação ao eixo de movimento. Na Figura 39 está uma foto comparando as dimensões dos dois transdutores piezolétricos.

Os transdutores foram fixados em uma placa acrílica fina (2mm de espessura), curvada em uma das dimensões, de modo que a curvatura da parte externa apresente o mesmo raio interno do Thunder 7R[®], evitando uma pré-tensão no mesmo que poderia reduzir a força e limitar o movimento do transdutor, como pode ser observado na Figura 40. A placa de acrílico funciona como um amplificador mecânico de deslocamento, com o objetivo de produzir ondas sonoras com a maior amplitude possível, para fazer uso do princípio do controle ativo de ruídos. Antes de testar a radiação sonora de cada placa, ambas foram posicionadas entre duas peças de espuma de acor-

do com Figura 43, onde as partes de cor cinza indicam as peças de espuma e a parte translúcida central é a placa de acrílico onde serão fixados os transdutores piezelétricos.

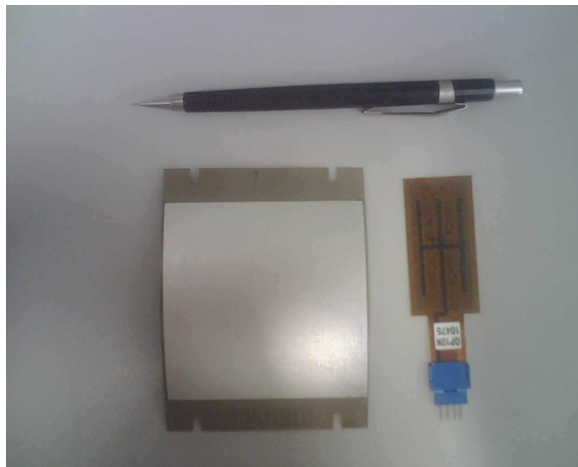


Figura 39 - Foto ilustrando o tamanho dos transdutores piezelétricos.



Figura 40 - Fotos das placas acrílicas com a fixação dos transdutores piezelétricos.

Observe que nas fotos da Figura 40 que foram utilizados dois transdutores QP10N[®], um de cada lado da placa, sobrepostos, a fim de se aumentar a força aplicada sobre a placa de acrílico. Ainda assim, este sensor não foi posicionado ao centro da placa, pois caso fosse necessário, mais dois transdutores poderiam ser colados à placa de acrílico.

A primeira comparação entre os dois transdutores foi realizada com a utilização de um vibrometro laser. Ambas as placas foram penduradas por linhas presas às laterais maiores da placa

e na sequencia foram excitadas com um sinal aleatório (ruído branco) de tensão igual a 180Vrms. Os pontos onde foram realizadas as leituras de velocidade são indicados no esquema da Figura 41. Nas duas fotos da Figura 40 é possível observar a presença de um adesivo reflexivo nestes pontos na placa que utiliza as películas QP10N[®].

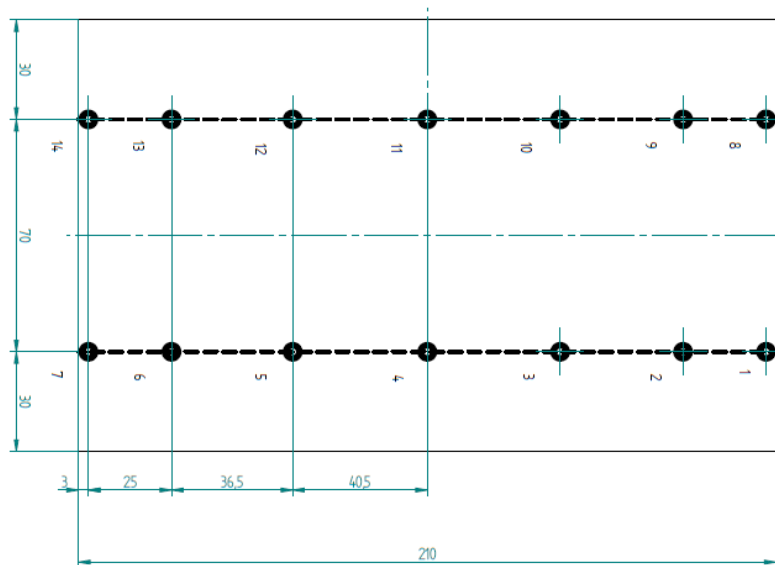


Figura 41 - Posicionamento dos 14 pontos de medição do deslocamento absoluto das placas acrílicas com diferentes atuadores.

Os resultados dos deslocamentos absolutos apresentados na Figura 42 apontam uma maior amplitude de deslocamento utilizando o Thunder 7R[®], principalmente nas frequências naturais da placa acrílica. Também é possível observar no gráfico próximo dos 500Hz a presença de um modo de vibração a mais quando se utiliza as películas QP10N[®] para excitar a placa de acrílico, o que pode ser atribuído a um modo de vibração torcional da placa devido ao posicionamento destes transdutores em uma posição fora do centro da placa. Este modo não apareceria com a utilização do Thunder 7R[®] pois este se encontra posicionado no centro da placa acrílica e apresenta uma base de aço inox, aumentando a rigidez da placa em relação à torção.

Pelo maior deslocamento nas proximidades do primeiro modo de vibração da placa, a escolha do Thunder 7R[®] como o atuador já aparece como uma escolha lógica.

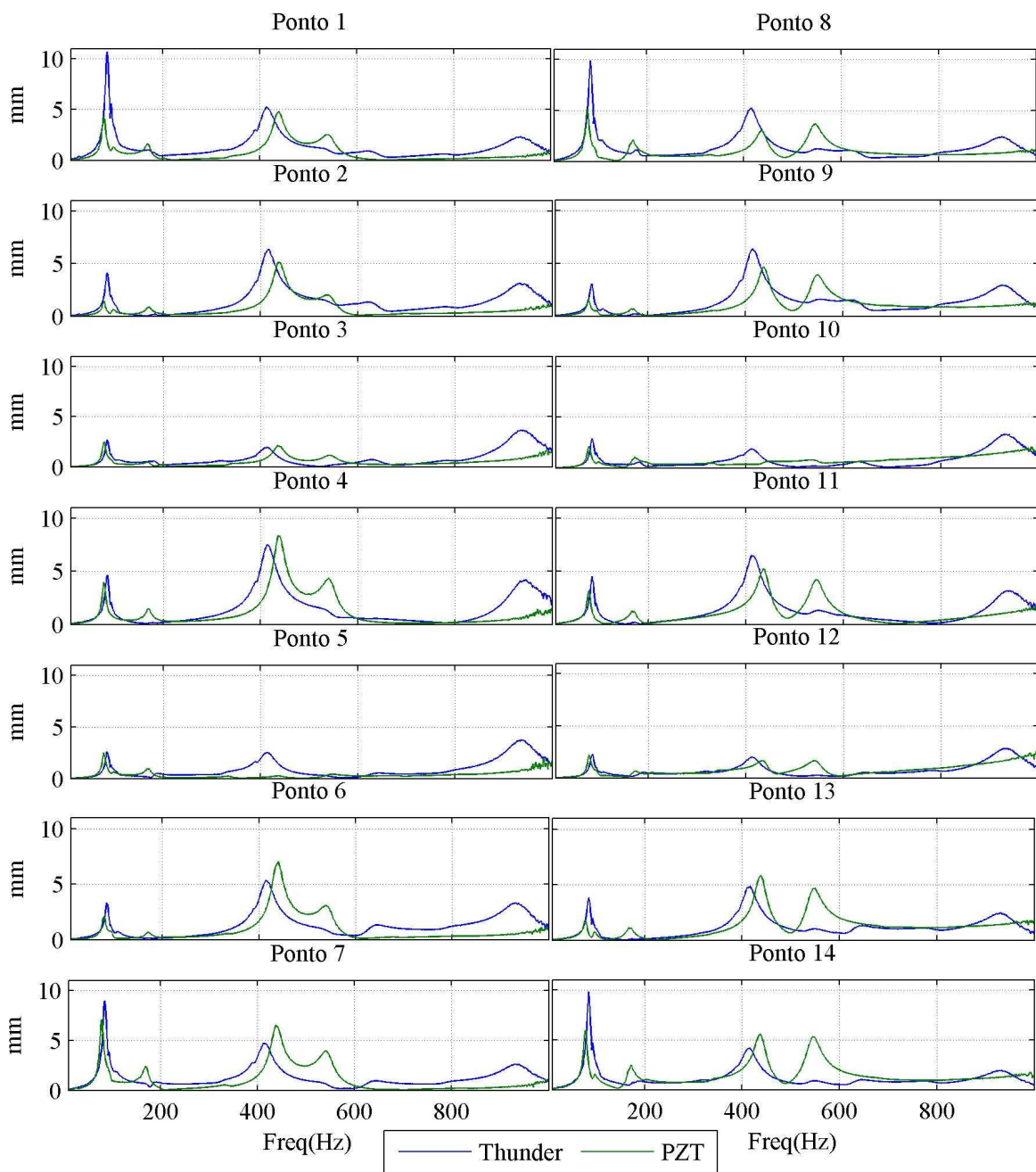


Figura 42 - Deslocamento absoluto nos pontos de medição da placa acrílica utilizando diferentes transdutores piezelétricos.

6.1 MONTAGEM DA ESPUMA INTELIGENTE

O atuador consiste na placa acrílica já descrita (responsável pela atuação ativa) acoplada a dois blocos de espuma (atuação passiva) com o auxílio de fita dupla-face, ilustrado na Figura 43.

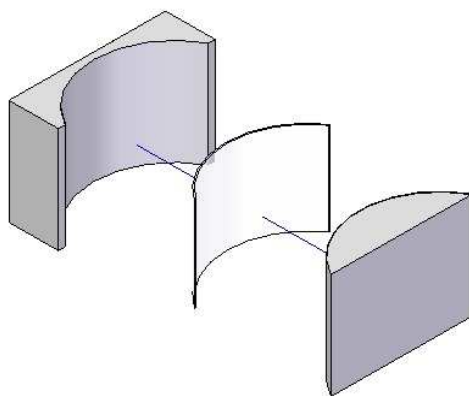


Figura 43 - Vista explodida da espuma inteligente proposta.

As dimensões da espuma inteligente desenvolvida acompanham as medidas dos vãos de um painel reforçado disponível para testes no Laboratório de Vibroacústica da FEM/UNICAMP. As medidas externas do protótipo finalizado são: 240 x 170 x 75mm. A forma circular do acrílico objetiva ampliar os deslocamentos obtidos com a utilização de materiais piezelétricos fixados no centro desta placa. A escolha da curvatura foi baseada no raio interno do Thunder 7R[®]. As dimensões da placa acrílica podem ser observadas na Figura 44. A secção do tubo de ondas planas construído é 235 x 150mm. A espuma inteligente foi fixada no centro do duto por interferência.

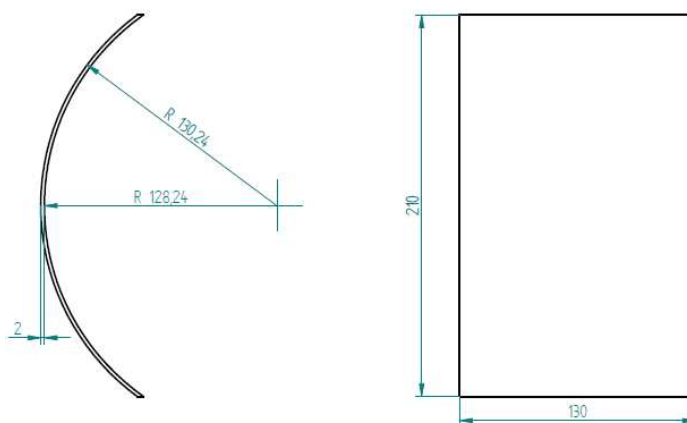


Figura 44 - Dimensões e vistas da placa de acrílico.

O primeiro teste realizado com as espumas inteligentes utilizando diferentes transdutores consistia em enviar um sinal senoidal de 200Hz, com amplitude de 6V e medir a pressão sonora a 1cm da superfície do protótipo, no lado onde esta o centro da circunferência da placa acrílica. O

sensor utilizado foi um microfone GRAS 40AD calibrado. O resultado da Figura 45 aponta que o Thunder[®] 7R produziu uma maior pressão sonora.

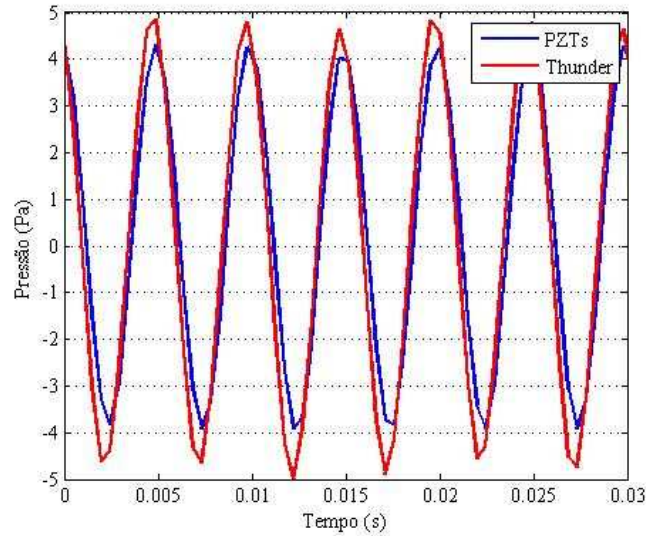


Figura 45 - Comparação entre os sinais de pressão sonora medidos a 1cm da superfície da espuma inteligente.

O segundo teste realizado consistiu na medição da perda de transmissão sonora da espuma inteligente com cada tipo de transdutor. O controlador utilizado nesta comparação foi o Filtered-X LMS normalizado no domínio do tempo e três sinais distintos foram utilizados como sinal de erro instantâneo: pressão sonora, velocidade de partícula e a somatória do sinal de pressão sonora e velocidade de partícula. Estes sinais, quando medidos em campo distante, produzem um resultado similar de controle. Como o objetivo de utilização do isolador acústico envolve aplicações em aeronaves e como a dimensão é um fator restrito neste tipo de aplicação, todos os sensores foram posicionados em campo próximo. Desta forma, este experimento buscava determinar qual sensor posicionado em campo próximo produzia melhores resultados em campo distante e com qual transdutor piezelétrico obtemos a maior perda de transmissão sonora.

Para a implementação do controle, assim como discutido na seção 3.2 desta Tese, é necessária a identificação da planta secundária, ou em palavras, determinar qual será o efeito do atuador de controle no sensor de erro e filtrar o sinal de referência por esta planta secundária, ponderando o sinal de referência em função desta planta secundária. Para realizar esta identificação foram utilizadas as curvas de resposta em frequência da planta secundária (pressão e velocidade)

e utilizado o algoritmo de identificação *off-line* ERA. A faixa de frequências selecionada para controle foi de 80 a 360Hz. A resposta do sistema com uma entrada e duas saídas identificado está ilustrada na Figura 46. Observe que fora da faixa de interesse o algoritmo de identificação define um sistema com resposta baixa. Desta forma, quando o sinal de referência for filtrado por este sistema, as frequências fora da faixa identificada serão atenuadas, e praticamente não colaborarão com a adaptação do controle.

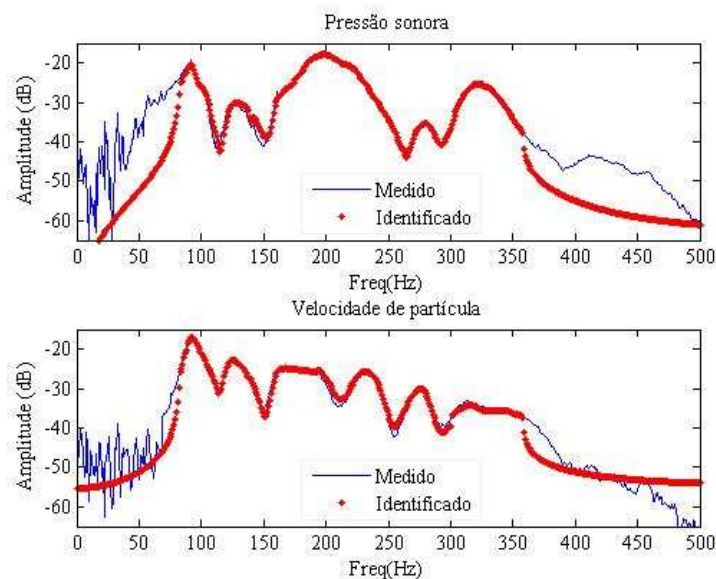


Figura 46 - Identificação da planta secundária

O resultado da perda de transmissão sonora da espuma inteligente proposta com cada um dos transdutores utilizados está compilado na Figura 47 em bandas de oitava. A primeira observação realizada foi que a troca das pequenas películas QP10N[®] pelo Thunder 7R[®] não altera a perda de transmissão sonora passiva da almofada, uma vez que os resultados de ambas as medições são muito similares.

A atuação do controlador se restringiu à faixa identificada, embora um pequeno aumento da perda de transmissão sonora possa ser observado na banda de frequência central em 400Hz, tal efeito pode ser atribuído ao aumento da TL nas frequências entre próximas a 360Hz, onde o controle ainda atua. Os resultados nestas frequências entram na composição do resultado da banda em questão.

Em termos da comparação entre os atuadores utilizados, é possível observar um melhor desempenho das películas QP10N[®] quando utilizamos um microfone (sinal de pressão sonora) como sensor de erro. Utilizando o sensor de velocidade de partícula como sinal de erro (Microflown[®] que será detalhado mais adiante) o Thunder 7R[®] é mais efetivo no incremento da perda de transmissão sonora. Quando uma combinação destes dois últimos sinais é utilizada como sinal de erro, as películas QP10N[®] foram novamente mais efetivas.

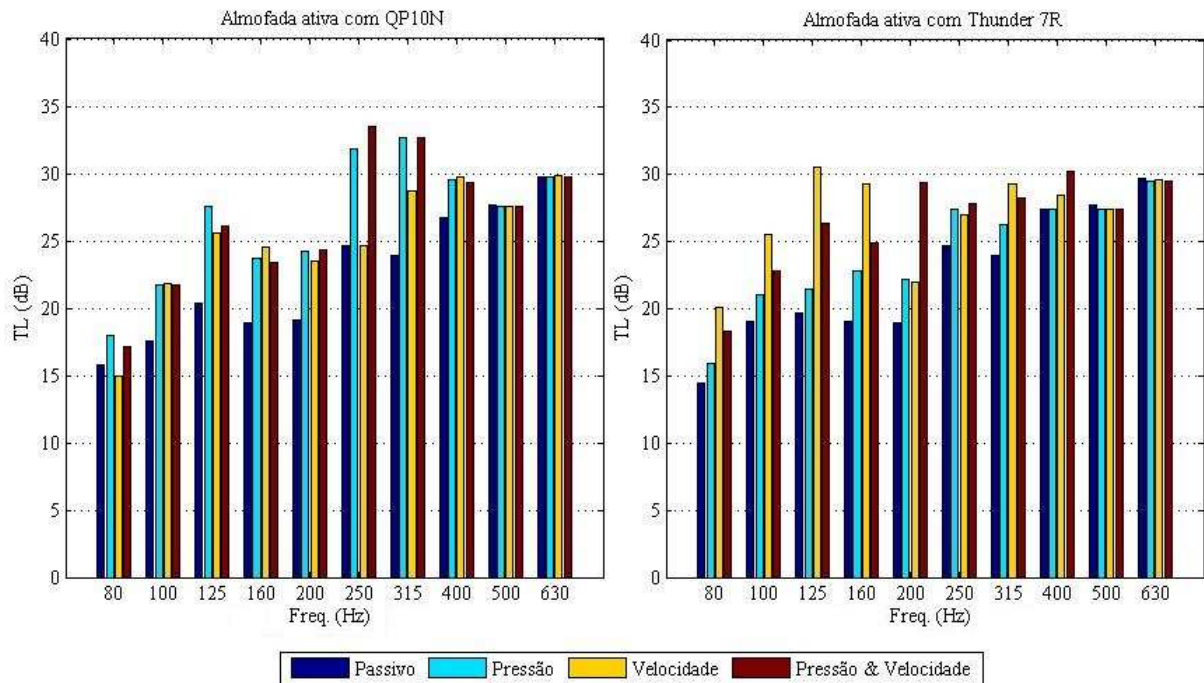


Figura 47 - Perda de transmissão sonora da espuma inteligente em bandas de oitava.

Entretanto foi observado que ao se medir a perda de transmissão sonora apenas da espuma inteligente com o controle ativo ligado, a mesma radiava parte do sinal de controle para a direção oposta à terminação do tubo de ondas planas, o que poderia acrescer um erro na medição da amplitude das ondas sonoras incidentes. A solução para minimizar este problema foi o acréscimo de uma placa de alumínio de 1mm de espessura engastada imediatamente antes da espuma inteligente. Desta forma, embora o resultado da perda de transmissão sonora aumentasse devido à presença da placa, a interferência do sinal de controle na medição da onda incidente e refletida diminuiria, aumentando a precisão da medição. Como no futuro a espuma inteligente irá trabalhar colada à placas metálicas, esta medição dentro do tubo não se afasta muito do plano final.

Na Figura 48 estão os resultados para o mesmo experimento, utilizando a espuma inteligente acoplada à placa de alumínio engastada.

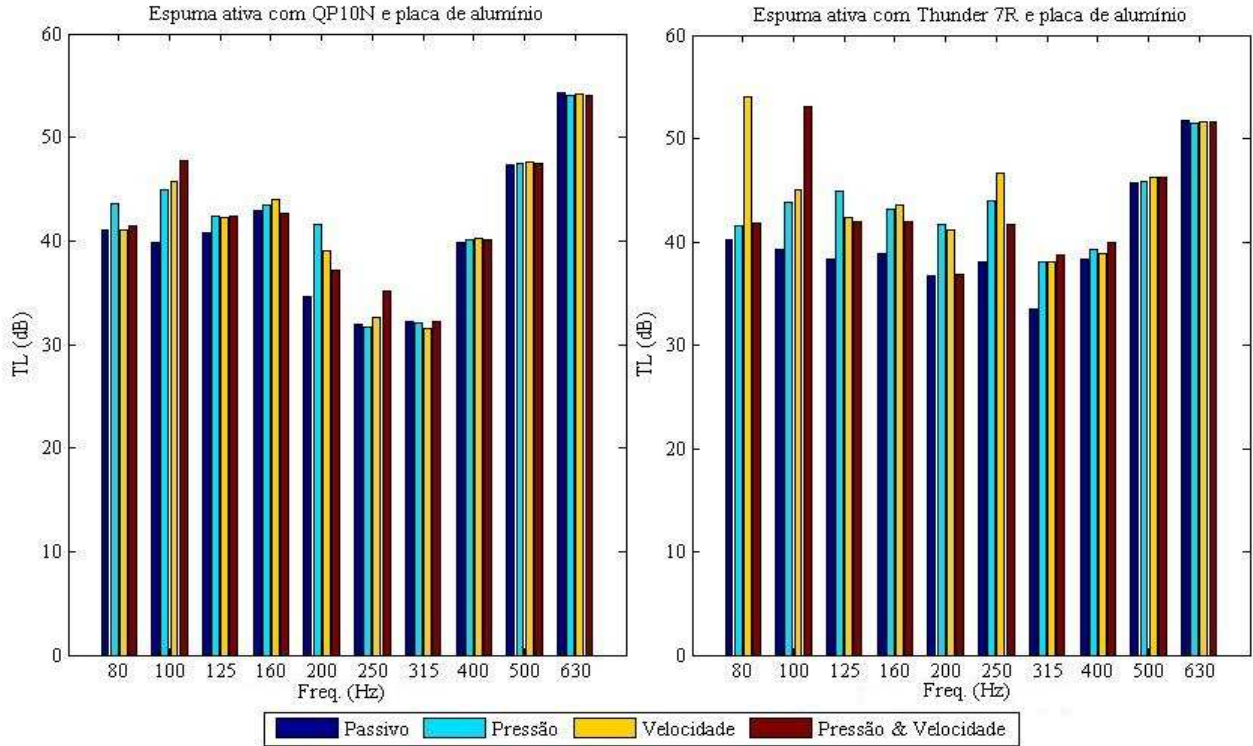


Figura 48 - Perda de transmissão sonora da espuma inteligente acoplada a uma placa de alumínio engastada.

Na Figura 48 é possível observar que ao se acoplar uma placa de alumínio engastada antes da espuma inteligente a capacidade das películas QP10N[®] em aumentar a perda de transmissão sonora fica limitada. O maior deslocamento do Thunder 7R[®] na conversão do sinal elétrico em mecânico passa a fazer diferença positivamente no problema em questão. Este fato deve-se à maior força aplicada pelo Thunder 7R na placa de acrílico em relação à película QP10N[®], que se evidencia quando limitamos a mobilidade da espuma, exigindo uma maior força para deslocar o conjunto e radiar som.

Baseando-se na resposta ao distúrbio harmônico dos dois transdutores apresentada na Figura 45 e nos resultados em bandas de terço de oitava apresentados na Figura 48, o Thunder é confirmado como atuador mais eficiente neste problema.

Todas as comparações realizadas entre os dois atuadores utilizaram a mesma configuração de equipamentos (mesmos sensores, filtros amplificadores e geradores de sinal). Embora tal condição favoreça a comparação, ao mesmo tempo prejudicou o funcionamento do Thunder 7R[®] que foi alimentado por uma tensão abaixo dos limites permitidos pelo atuador, enquanto a película QP10N[®] foi alimentada com tensões próximas ao limite de trabalho. Ambos os transdutores tiveram a tensão de entrada limitadas a no máximo 200Vpp. Mesmo optando pela utilização do Thunder 7R[®], os limites deste não foram testados em virtude da indisponibilidade de amplificadores no LVA/UNICAMP que fornecessem tensões e correntes dentro dos limites do atuador, com baixo nível de ruído.

6.2 MODIFICAÇÕES NA PLACA DE ACRÍLICO

Para maximizar a amplitude do sinal sonoro emitido pelo conjunto isolador, três modelos distintos de placas acrílicas foram testados com o Thunder 7R[®]: Uma placa lisa, uma placa com abas de fixação e finalmente uma placa com uma ranhura para facilitar a flexão no eixo desejado.

A placa lisa consiste na placa de acrílico de espessura constante e igual a 2mm, utilizada na comparação entre o Thunder 7R[®] e o QP10N[®]. A montagem da espuma inteligente utilizando este modelo de placa está representada na vista explodida da Figura 43.

A placa com abas de fixação foi proposta pelo Dr. André Goldstein visando o campo acústico em campo distante. Imaginando que a placa acrílica não está engastada, quando a mesma se movimenta dentro da espuma para produzir um sinal sonoro nas proximidades do primeiro modo de vibração, há um deslocamento do centro da placa em direção oposta ao movimento das bordas da placa, desta forma, surgiria uma pressão positiva no centro da placa e duas pressões negativas nas bordas. Devido ao mesmo princípio do controle ativo de ruídos, poderia haver uma interferência destrutiva entre os sinais acústicos emitidos por esta placa em campo distante, cancelando a pressão sonora que seria acrescida ao sistema pelo controlador. Assim, foi sugerida a fixação os deslocamentos da borda da placa, que permaneceria livre no centro, conforme a vista explodida apresentada na Figura 49.

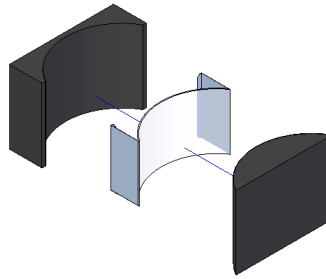


Figura 49 - Vista explodida da espuma inteligente com abas de fixação da placa de acrílico.

As abas foram feitas utilizando uma chapa de aço utilizada em latas de tinta e coladas na placa de acrílico utilizando adesivo bicomponente a base de epóxi.

Um terceiro tipo de placa consistia em um modelo muito similar à placa lisa utilizada, com uma ranhura circular de raio igual a 2,5mm, com 1mm de profundidade, no centro da placa, como ilustrado na Figura 50. A intenção é facilitar a flexão da placa de acrílico com a movimentação do atuador piezelétrico, buscando maiores deslocamentos das bordas da placa e maiores pressões sonoras.

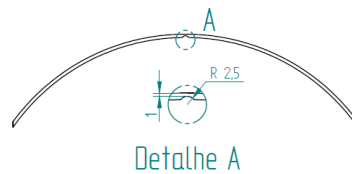


Figura 50 - Placa acrílica com ranhura para facilitar a flexão.

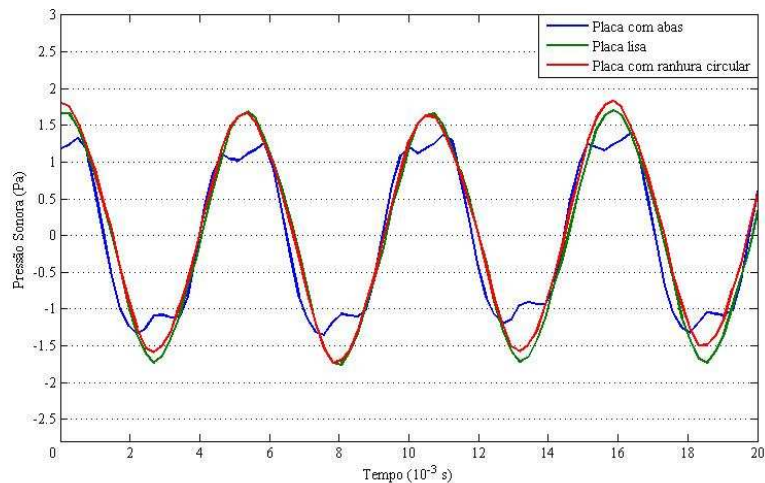


Figura 51 - Pressão sonora medida por um microfone posicionado a 10mm da face da espuma ativa.

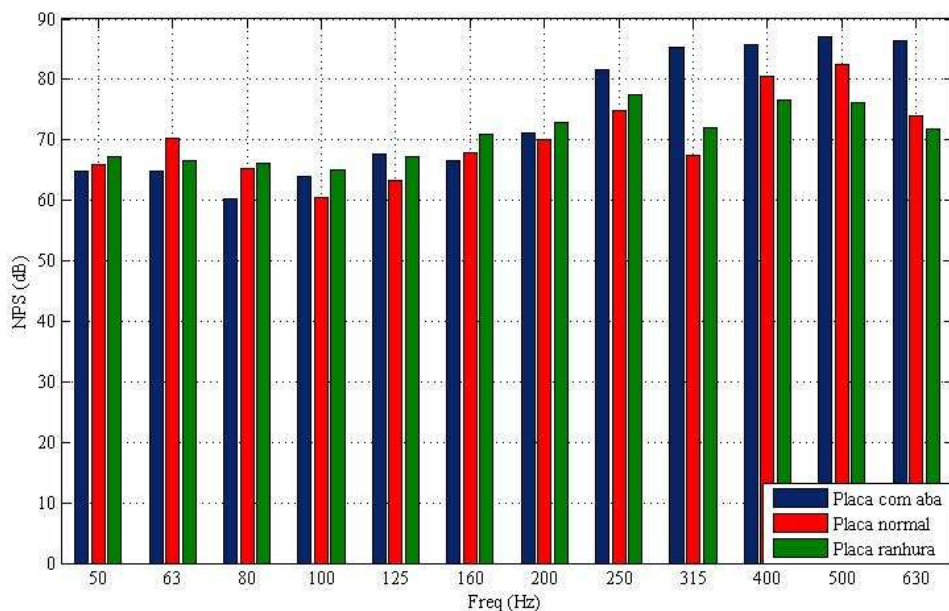


Figura 52 - Níveis de pressão sonora emitidos pela placa de acrílico quando alimentada por um ruído branco de 180V.

Os três modelos de placa de acrílico foram posicionados entre duas peças de espuma, como no experimento anterior, e foi medida a pressão sonora produzida a 10mm de distância do centro da placa acrílica quando o transdutor era alimentado por um sinal senoidal, com 168Vpp de amplitude. O resultado apresentado na Figura 51 mostra que não há diferença perceptível entre a placa lisa e a placa com ranhura nesta frequência. A placa com as abas de metal, embora ambas as abas estivesse aderidas a placa de alumínio engastada por fita adesiva dupla-face, foi observada uma não linearidade, provavelmente provocada pela colisão de alguma parte da aba ou com as paredes da flange que suportava o corpo de prova ou com a placa de alumínio engastada, que pode ser observada no sinal da pressão sonora emitido por esta placa.

A pressão sonora produzida pelos diferentes modelos de placa acrílica quando alimentada por um ruído branco de 180Vpp é apresentada na Figura 52 utilizando a análise em banda de terço de oitava. Embora a placa com abas de metal produzisse maiores amplitudes de pressão sonora, devido aos problemas mecânicos já citados, este modelo foi negligenciado. O modelo escolhido para continuidade do trabalho foi a placa com a ranhura circular devido a melhor resposta na faixa de frequências entre 63Hz e 315Hz, nesta última análise e por apresentar respostas ao distúrbio harmônico similares, como apresentado na Figura 51.

7 COMPARAÇÃO EXPERIMENTAL ENTRE CONTROLADORES E SENSORES DE ERRO

Neste capítulo foram testadas duas diferentes implementações do controlador Filtered-X LMS normalizado, uma no domínio do tempo e outra no domínio da frequência no controle indireto da perda de transmissão sonora da espuma inteligente proposto, dentro do tubo de ondas planas. Nestes testes, ainda foi verificado o desempenho do controle da TL utilizando diferentes sinais acústicos como erro para os algoritmos de controle ativo, sendo eles a pressão sonora (medida com microfones de campo livre GRAS 40AE e microfones de eletreto de baixo custo) e a velocidade de partícula (medida com o Microflown[®] modelo PU[®] *Regular*). Para finalizar, foram verificados os efeitos da adição de um ruído não correlacionado ao problema de controle no sinal de erro instantâneo durante a fase de adaptação dos filtros dos controladores na perda de transmissão sonora “ativa”.

Uma breve introdução sobre os sensores de erro menos comuns (sensor de velocidade de partícula e o microfone de eletreto) foi elaborada para abrir o capítulo.

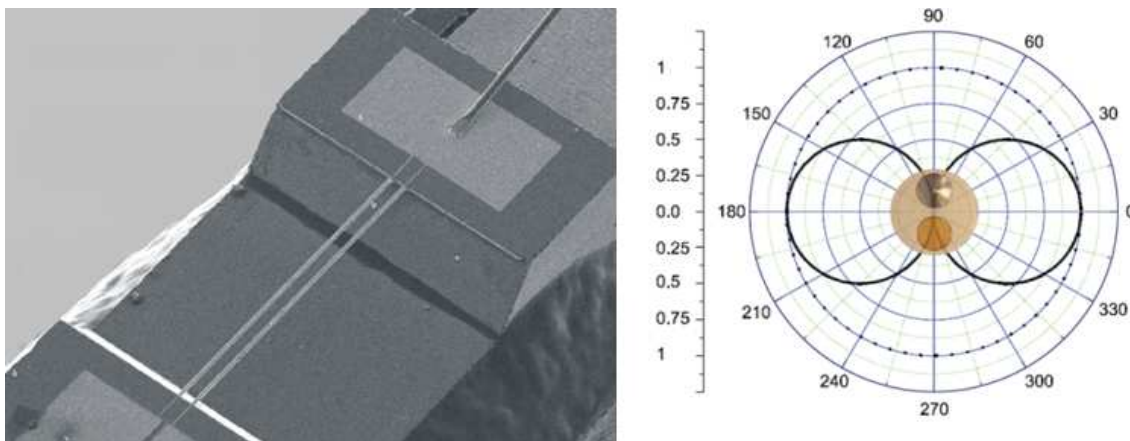
7.1 O SENSOR DE VELOCIDADE DE PARTÍCULA

Como citado no início deste capítulo, uma das verificações experimentais realizadas consistiu na determinação dos efeitos de um elevado ruído de fundo no sinal do erro instantâneo que era utilizado na adaptação dos filtros. Grande parte da comunidade de controle ativo de ruídos utiliza como sensor de erro microfones. Um dos problemas deste tipo de sensor é que a pressão sonora é uma grandeza escalar, desta forma, o sinal obtido por um microfone é originado pela pressão resultante entre todas as fontes de pressão sonora, independentemente da direção de propagação das ondas sonoras. Quanto à direção de propagação da onda sonora, existe um limite de medição da parte dos sensores relacionado com a directividade deste sensor. Este parâmetro está mais relacionado com a construção do sensor do que com a natureza da grandeza em medição.

A ideia de se utilizar um sensor de velocidade de partícula vem da característica vetorial deste sinal. Velocidade envolve direção e sentido. Desta forma, os sensores de velocidade de par-

tícula quando alinhados para a medição produzem um sinal menos sujeito a capitação de ruídos não correlacionados com o problema em questão.

O modelo de sensor utilizado neste trabalho é fabricado pela Microflown TechnologiesTM. Este sensor consiste em dois fios finos de platina que são aquecidos até 200°C. Quando um fluxo de ar passa pelo primeiro fio, este se esfria levemente e conseqüentemente, o ar fica um pouco mais aquecido. Este ar mais aquecido, seguindo a mesma direção do fluxo inicial, resfriando um pouco menos o segundo fio de platina. A diferença de temperatura entre os dois fios após a passagem do fluxo de ar é proporcional à diferença de resistência que passa a existir entre os dois fios. Por sua vez, esta diferença de resistência é proporcional à velocidade de partícula. Observe que se invertermos o fluxo de ar, o segundo fio irá se resfriar antes que o primeiro, o que produz um sinal de velocidade de partícula com sinal trocado em relação ao anterior. Na Figura 53 estão apresentados os dois fios que constituem o sensor de velocidade de partícula e o diagrama de directividade deste sensor.



Fonte: Microflown Technologies.

Figura 53 - A esquerda é possível observar os fios de platina utilizados para medir a velocidade de partícula. A direita está um desenho do diagrama de directividade deste tipo de sensor.

O desejo de utilizar deste sensor surgiu durante os ensaios com a espuma inteligente dentro do tubo de ondas planas no Laboratório de Vibroacústica. Quando a porta do laboratório se fechava, os microfones de dentro do tubo acusavam o impacto. Quando este evento se repetiu durante a utilização do Microflown, não foi possível observar a batida da porta no sinal no domínio do tempo.

Quanto à calibração, este sensor apresenta uma carta com ganhos em função da frequência que devem ser multiplicados pelo sinal obtido a partir deste sensor. Entretanto, as estratégias de controle LMS não exigem um sinal calibrado do sensor de erro, apenas um sinal altamente correlacionado com o erro instantâneo gerado pelo funcionamento das fontes primárias e secundárias. Desta forma, nenhum dos sensores de erro será calibrado para a utilização das estratégias de controle.

7.2 O MICROFONE DE ELETRETO

Passada a etapa inicial de desenvolvimento do protótipo da espuma inteligente, assim como apresentado no capítulo introdutório, o objetivo final é transformar este atuador em uma célula de controle independente e descentralizada no futuro, composta por sensor, atuador e eletrônica para gerenciar o controle.

Neste sentido, um sistema de sensoriamento leve e de baixo custo foi desenvolvido para testes, utilizando um microfone de eletreto comum facilmente encontrado em lojas de material eletrônico. O conjunto sensor consiste em um microfone de eletreto ligado a um simples circuito condicionador para polarizar o transistor de efeito de campo (FET) presente dentro da capsula do microfone de eletreto. O diagrama esquemático do condicionador está ilustrado na Figura 54. Neste circuito, o resistor de 470Ω apenas limita a tensão que irá alimentar o LED vermelho. O LED vermelho foi acrescido a este circuito apenas para indicar que o mesmo está em funcionamento. A seleção do resistor de $10k\ \Omega$ é feita com base na tensão e na corrente de trabalho do microfone de eletreto, respectivamente $4\ V$ e $0,5mA$. Como o circuito é alimentado por uma bateria de $9V$ é necessário que o resistor provoque uma queda de $5V$ na tensão fornecida pela bateria, com uma corrente de $0,5mA$. Utilizando a lei de Ohm, a resistência deverá ser igual à tensão de diferença de potencial dividida pela corrente de trabalho, nos levando aos $10k\ \Omega$. O capacitor na saída funciona como um filtro e é recomendado pelo fabricante do microfone de eletreto.

A seleção do microfone de eletreto foi baseada na resposta praticamente plana deste microfone dentro da faixa de frequências de interesse e o baixo custo do mesmo. Para comprovar que não há uma diferença significativa entre as respostas de um microfone de alta qualidade utilizado para aplicações laboratoriais fabricado pela GRAS (mod. 40AD) e o sistema microfone de eletre-

to fabricado pela CUI (mod. CMA-6542TF-K) utilizando o condicionador proposto na Figura 54, ambos os microfones foram posicionados na região central de uma espuma localizada ao final de um tubo de ondas planas e foi medida a curva de Função de Resposta em Frequência (FRF) entre o sinal dos dois microfones com o auxílio da *HP Analyzer* mod.35655A. O quanto mais plano for esta FRF e quanto mais próximo de zero for a fase entre os sinais medidos, mais semelhante será o comportamento de dois controladores iguais usando cada um deles, um dos sensores aqui citados. Esta FRF é mostrada na Figura 56.

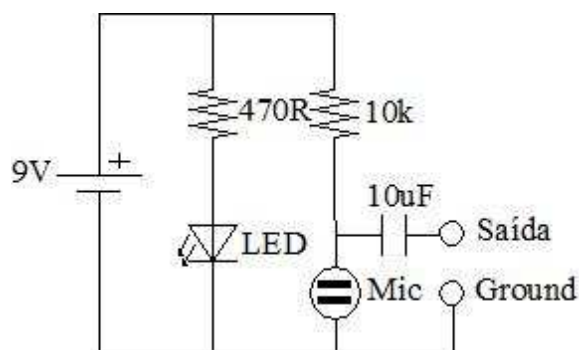


Figura 54 - Circuito condicionador do sinal do microfone de eletreto.

A magnitude próxima de 20dB indica que há uma considerável diferença entre a sensibilidade dos modelos testado, o que obviamente era esperado, e a resposta praticamente plana na faixa estudada indica boa correlação entre o sinal medido pelos dois sensores, o que possibilita a aplicação do sistema de sensoriamento construído. A queda da coerência identificada na frequência de 60Hz é justificada por problemas na conversão da tensão da rede elétrica de corrente alternada para corrente contínua da *HP Analyzer*.

Foram testadas neste trabalho duas posições distintas para o microfone de eletreto. A primeira delas será no mesmo plano de medição do microfone da GRAS 40AD e do sensor de velocidade de partícula. A segunda posição considerada é dentro da espuma inteligente, nas proximidades da superfície da mesma, o que se funcionar, representará um passo considerável no desenvolvimento da célula de controle autônoma.

A montagem final do circuito polarizador do microfone de eletreto foi realizada em uma caixa plástica, utilizando cabos blindados para prevenir a captação de ruídos não relacionados

com o experimento e conectores de áudio, conforme a Figura 55. A maior vantagem em uma eventual utilização deste sistema para a medição de um sinal apenas fortemente correlacionado com a pressão sonora para alimentar controladores está no valor monetário dos componentes deste sistema. O conjunto completo (com microfone, condicionador montado e cabos) não custa mais do que R\$15,00 comprando os componentes no varejo (algo em torno de US\$10), valor muito inferior a um bom microfone para aplicações em laboratório.



Figura 55 – Caixa onde foi montado o circuito condicionador do sinal do microfone de eletreto.

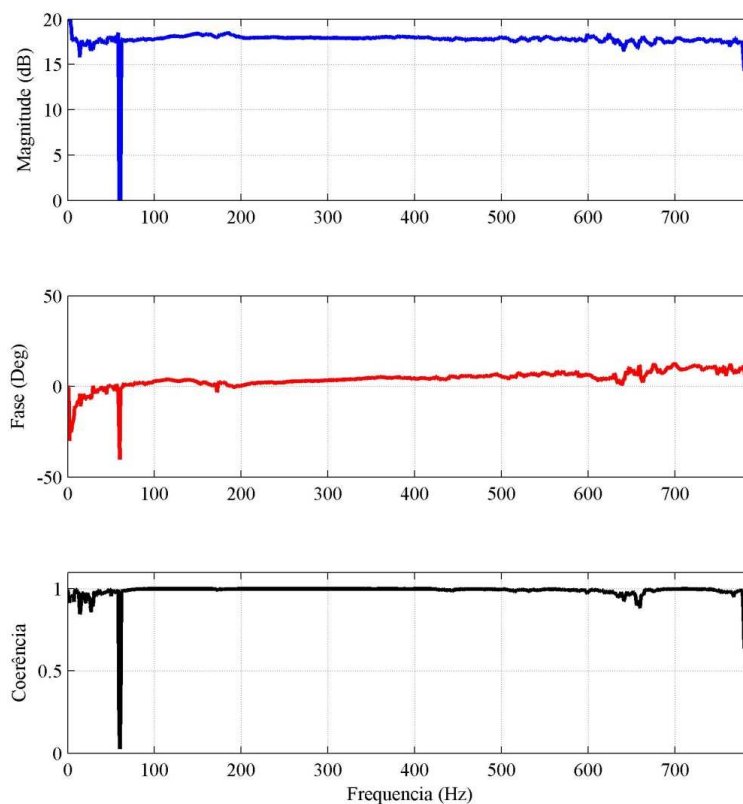


Figura 56 - Curva de resposta em frequência entre o microfone GRAS 40AD e o microfone de eletreto.

O objetivo desta montagem não era substituir os microfones normalmente utilizados nas mais diversas aplicações possíveis em um laboratório. O sistema aqui apresentado é para uso exclusivo com estratégias de controle adaptativas, uma vez que não foram realizados estudos sobre os efeitos da descarga da bateria no sinal obtido na saída do condicionador. Assim, mesmo após uma calibração, apenas com o uso, o nível do sinal poderia se reduzir, levando o operador a um eventual erro de medição. Durante os três meses em que este circuito polarizador do microfone de eletreto foi utilizado, não houve troca de baterias, e por se tratar do primeiro protótipo, não há como precisar quanto tempo mais esta bateria irá durar.

Vale ressaltar ainda que na aplicação com as estratégias de controle adaptativo, o controlador pode compensar esta possível queda no nível de sinal do erro com uma nova adaptação dos ganhos do filtro, tornando este efeito desprezível neste tipo de aplicação enquanto o condicionador fornecer um nível de sinal suficientemente grande para o quantizador do sistema de DSP.

7.3 O EXPERIMENTO

O último experimento realizado no tubo tinha os seguintes objetivos:

1. Determinar qual implementação de controle produz o maior ganho indireto de perda de transmissão sonora.
2. Determinar qual sinal acústico entre pressão sonora e velocidade de partícula produz maior aumento da perda de transmissão sonora quando utilizados como sinais de erro instantâneo para as estratégias de controle ativo.
3. Determinar o efeito de um ruído exógeno no sinal de erro instantâneo durante a adaptação das estratégias de controle
4. Testar o desempenho de um sistema de medição da pressão sonora de baixo custo em comparação com o sistema similar utilizado no laboratório.
5. Verificar o efeito da posição do sensor de erro no controle da perda de transmissão sonora

As implementações do controlador Filtered-X LMS normalizado utilizadas são uma no domínio do tempo e outra no domínio da frequência. Em virtude da utilização do controle no do-

mínio da frequência, o distúrbio primário utilizado foi composto por uma somatória de senóides, com frequências que podiam ser processadas por esta implementação. Tal fato está relacionado com a frequência de amostragem do sistema DSP em que o controle estará implementado e com o número de elementos do *buffer* de sinais (que é igual à ordem do filtro adaptativo), como explicado no capítulo sobre as estratégias de controle.

O período de amostragem utilizado foi de $7,8125e-4s$, o que segundo o critério de Nyquist nos permite amostrar sem erro (*aliasing*) até a frequência de 640Hz. Ambas as implementações utilizaram filtros adaptativos com 32 ganhos, o que impunha o mesmo número como tamanho do *buffer* dos sinais de entrada (referência e erro instantâneo).

Utilizando os dados fornecidos no último parágrafo para alimentar a Equação (3.15), tem-se que as frequências que poderão ser tratadas pelo controlador implementado no domínio da frequência são: 40Hz, 80Hz, 120Hz, 160Hz, 200Hz, 240Hz, 280Hz, 320Hz, 360Hz, 400Hz, 440Hz, 480Hz, 520Hz, 560Hz, 600Hz e 640Hz.

Como os transdutores piezelétricos não atuam bem abaixo de 60Hz, a primeira frequência utilizada para controle foi a de 200Hz, pulando duas possíveis frequências harmônicas como margem de segurança e para reduzir a ordem da planta secundária que deverá ser identificada. Ainda com o intuito de reduzir a ordem da planta secundária a ser identificada, o limite superior para controle foi definido na frequência de 440Hz. Assim, o distúrbio primário será definido pela somatória de sete sinais senóides, entre 200Hz e 440Hz com intervalos de 40Hz. O gráfico deste sinal em função do tempo está desenhado na Figura 57.

Não existem geradores de sinais para compor este distúrbio primário disponíveis na FEM/UNICAMP, e até o momento desconheço a disponibilidade de tal equipamento no mercado. A forma escolhida para gerar este sinal foi a utilização de uma placa extra dSPACE1003[®] disponível. Antes da opção por utilizar um segundo sistema DSP apenas para gerar o sinal foi realizada uma tentativa de se gerar o distúrbio com a mesma placa onde será realizado o controle o que não foi possível devido a limitações de hardware das placas dSPACE1003[®] e dSPACE1104[®] que não permitiram a execução em tempo real do controle nesta configuração. Desta forma, foi criado um programa no Simulink[®] com a somatória de sete senóides discretizadas e este programa foi im-

plantado na placa dSPACE1003[®] para alimentar o tubo de ondas planas e as estratégias de controle.

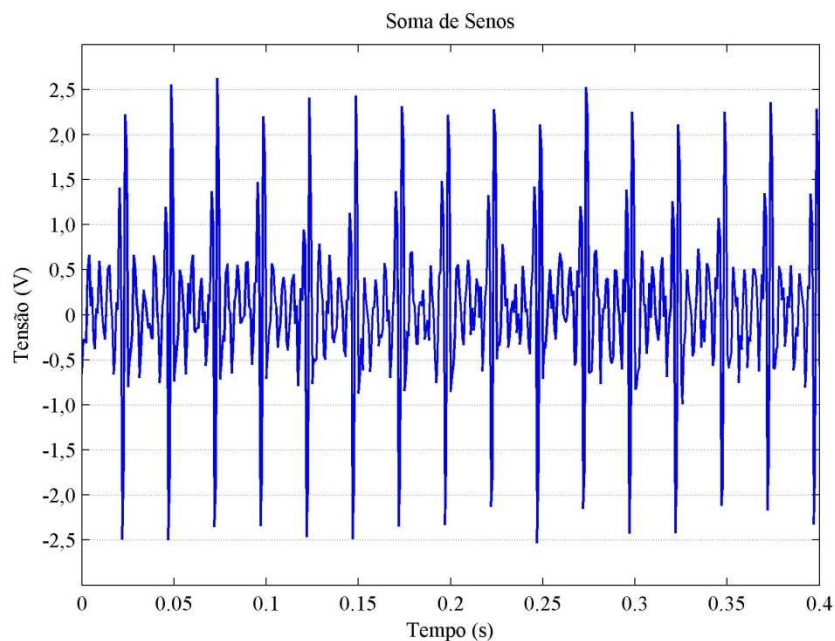


Figura 57 - Sinal resultante da soma das senóides.

7.4 POSICIONAMENTO DOS SENSORES DE ERRO

Neste experimento foram utilizados quatro sensores de erro distintos: Um microfone 40AD GRAS, um sensor de velocidade de partícula Microflown *Regular* PU, um microfone de eletreto de baixo custo posicionado no mesmo plano de medição do microfone GRAS e do Microflown e um segundo microfone de eletreto de baixo custo que será implantado na espuma inteligente.

O microfone GRAS, o Microflown e o microfone de eletreto que iriam trabalhar no mesmo plano de medição foram posicionados a 150mm da face do atuador voltada para a terminação do duto. Como não havia um suporte dentro do tubo de ondas planas, estes sensores foram fixados a um pedestal e inseridos dentro do duto. A fixação destes sensores pode ser vista na Figura 58. Observe que o microfone de eletreto foi fixado ao microfone da GRAS, utilizando um pedaço de espuma para prevenir eventuais ruídos gerado pelo atrito entre os microfones, utilizando uma cinta de nylon.

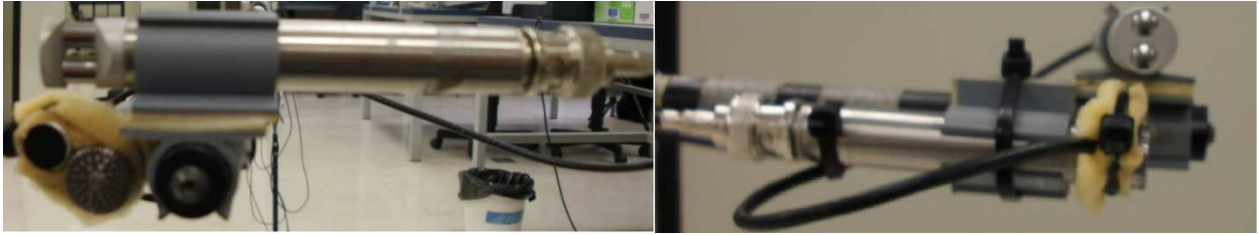


Figura 58 - Posicionamento dos sensores de erro no mesmo plano de medição.

Para fixar o microfone dentro do atuador acústico, foi feito um furo na espuma utilizando-se de um vazador de 8mm de diâmetro, uma vez que o microfone tem aproximadamente 10mm de diâmetro. A parte traseira do microfone de eletreto estava rente ao final da espuma, como na foto da Figura 59.

Após a fixação da espuma inteligente sobre a placa de alumínio engastada no suporte do corpo de prova do tubo de ondas planas e o posicionamento do pedestal de microfones, a terminação do tubo foi preenchida por espumas para minimizar eventuais reflexões de ondas acústicas, como mostrado na foto da Figura 60.



Figura 59 - Espuma inteligente com o microfone de eletreto embutido.

7.5 IDENTIFICAÇÃO DA PLANTA SECUNDÁRIA

Após o posicionamento dos sensores de erro, a próxima etapa foi a identificação das plantas secundárias (caminho acústico entre o atuador de controle e cada um dos sensores de erro). Esta etapa se iniciou alimentando o atuador com um ruído branco com 180Vrms e medindo as curvas de resposta em frequência entre o atuador e os sensores de erro. De posse destas curvas, nova-

mente utiliza-se o algoritmo ERA para a identificação. Será definido um sistema acústico discreto, com uma entrada e quatro saídas, com o mesmo período de amostragem do controlador no domínio da frequência tratado acima ($7.8125e-4s$). Foi optado pela utilização do sistema de uma entrada e quatro saídas, pois neste utiliza-se a mesma matriz $[A]$ do modelo de estados identificado para os quatro atuadores. Como foi citado anteriormente, nesta matriz estão contidos dados sobre a dinâmica do sistema, e utilizando a mesma matriz para os quatro sensores de erro torna-se mais rígida a comparação entre estes sensores. As respostas em frequência medidas e dos sistemas identificados estão na Figura 61. Como parâmetros para a identificação, a faixa de frequências utilizada vai de 160Hz a 460Hz, o que originou um sistema de ordem 88.



Figura 60 - Terminação do tubo com espumas inseridas na terminação.

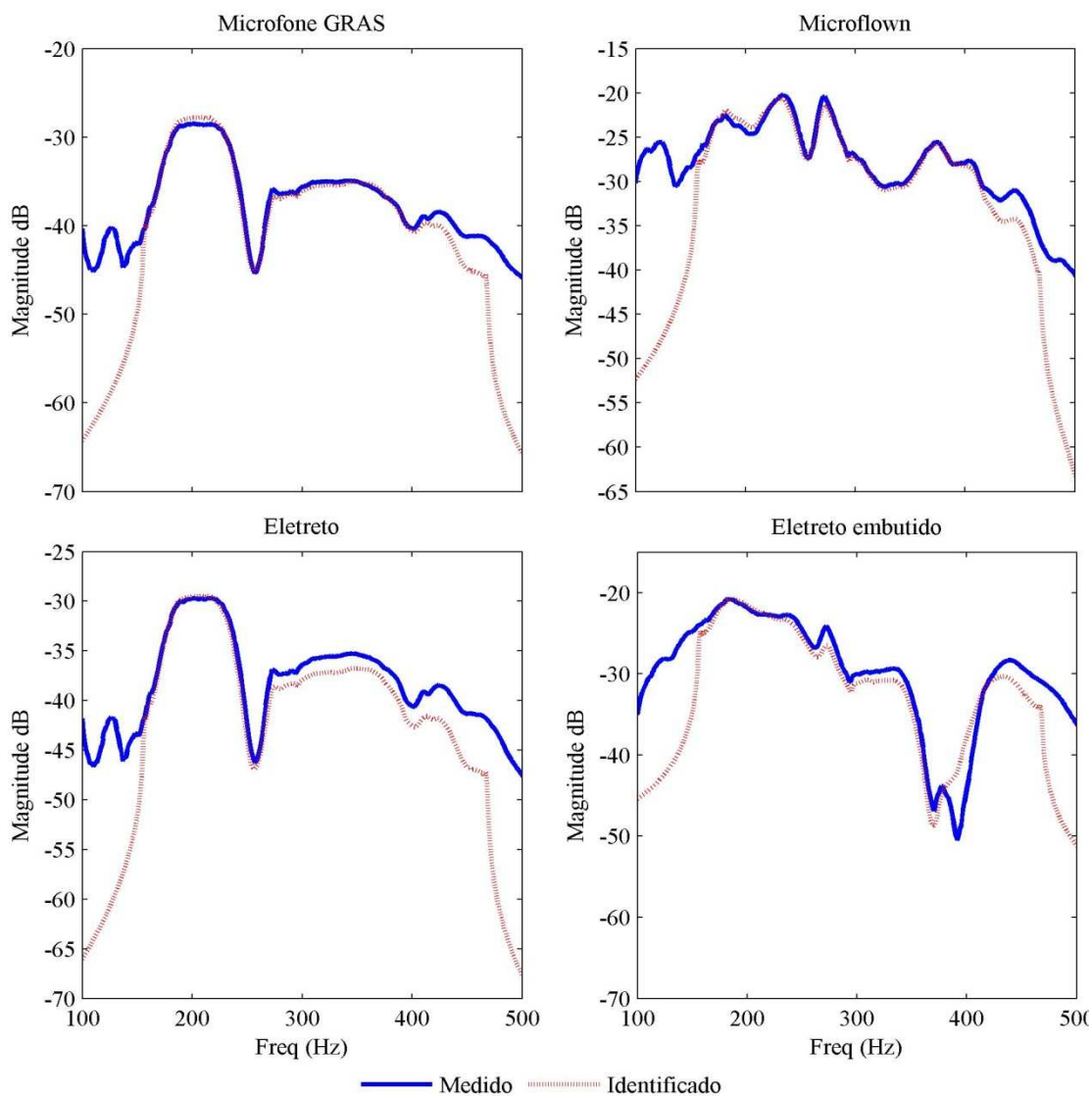


Figura 61 - Identificação das plantas secundárias.

7.6 O PROCESSO DE MEDIÇÃO

Finalizados os procedimentos iniciais, foi dado início à implementação do controle e medições. Ambos os controladores foram implementados, um por vez, em uma placa de DSP da dSPACE® modelo dSPACE1104®. No caso do controle no domínio do tempo, para facilitar o processo de medição foi implementado um controle Filtered-X LMS normalizado com entrada para quatro sinais de erro simultâneos. A seleção entre qual dos sensores será utilizado por vez era realizada com a definição de um passo de convergência para cada sensor. Desta forma, os senso-

res que não estavam sendo utilizados no momento da medição tinham os respectivos passos de convergência iguais a zero. O programa gerado no Simulink[®] será listado no Apêndice I.

O procedimento de medição foi realizado em três etapas: A primeira delas consiste na medição passiva da perda de transmissão sonora do conjunto (placa de alumínio engastada e espuma inteligente), a segunda consistia na medição da perda de transmissão sonora com os controladores funcionando, com cada sensor de erro e a terceira e última etapa tinha como objetivo medir como um ruído de fundo não correlato com o problema em questão nos sensores de erro afetavam a adaptação dos filtros. Um diagrama esquemático será apresentado para ilustrar passo a passo cada um dos experimentos a seguir.

7.6.1 Medida da perda de transmissão sonora passiva

O primeiro experimento consistiu na medição da perda de transmissão sonora passiva do conjunto (espuma inteligente com a placa de alumínio engastada). O sinal composto pela soma de senos utilizado como sinal de referências foi gerado pela placa dSPACE DS1003[®]. Ao sair desta placa, o sinal apresenta efeitos da conversão Digital/Analógica provocado pelos guardadores de ordem zero. Estes efeitos foram eliminados com a utilização de um filtro ativo passa-baixas com frequência de corte ajustada em 500Hz, conhecido como filtro de reconstrução.

Este filtro enxerga os efeitos da conversão D/A como um sinal de frequência bem elevada somado ao sinal que deveria estar saindo realmente da placa dSPACE, e desta forma, quando este filtro é ajustado com frequência de corte um pouco superior a maior frequência trabalhada ele elimina os efeitos desta conversão D/A, acrescentando um pequeno atraso no sinal.

Do filtro de reconstrução, o sinal de referência foi enviado simultaneamente para o canal de referência da Analisadora de Espectros da HP e para a fonte primária do tubo. Com um microfone GRAS 40AQ foram tomadas as medidas de pressão sonora nos pontos M1 a M4 do tubo de ondas planas e calculadas as curvas de resposta em frequência entre o sinal enviado à fonte primária e o sinal da pressão sonora obtido nos pontos citados, de acordo com o esquema da Figura 62. Os passos seguidos durante o processo de medição estão organizados no diagrama de blocos da Figura 63.

De posse das curvas de resposta em frequência, o mesmo procedimento detalhado no Capítulo 4 é realizado para o cálculo perda de transmissão sonora, utilizando os valores das curvas de resposta em frequência no lugar da amplitude da pressão sonora como descrito.

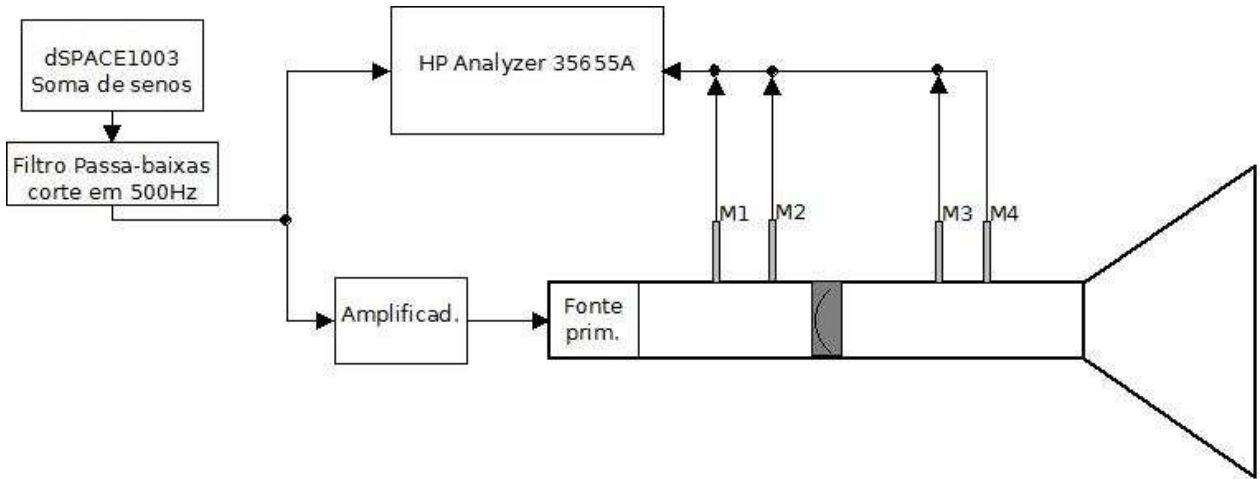


Figura 62 - Esquema de ligação dos equipamentos para a medição da perda de transmissão sonora.

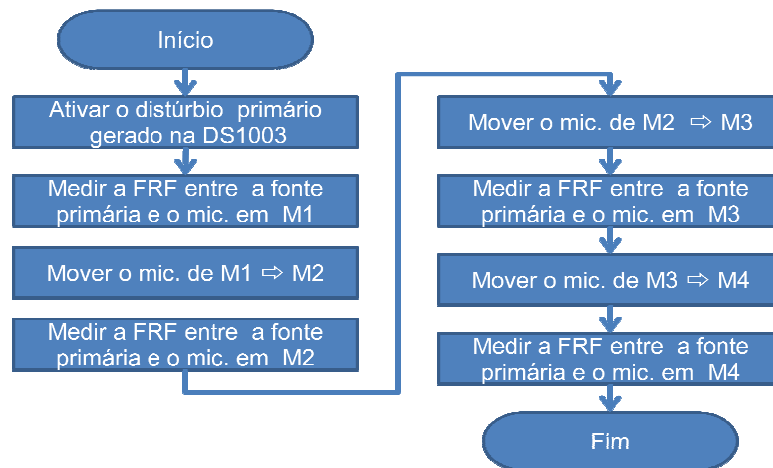


Figura 63 - Etapas percorridas durante o procedimento de medição da TL.

Nesta medição da TL e nas medições seguintes, foi utilizado apenas um microfone para realizar a leitura da pressão sonora dos pontos M1 a M4, sempre conectado ao mesmo canal da analisadora de espectro, com a conexão ICP ativada, o que dispensava o uso de um condicionador a parte. Com este procedimento, não foi necessário realizar a calibração do microfone utilizado para o cálculo da TL, pois, uma vez que esta última é obtida com a relação entre as pressões sonoras em diferentes lados do corpo de prova, se multiplicássemos os resultados da medição com

este sensor por um ganho de calibração, este ganho seria cancelado quando se procedesse a divisão entre as pressões obtidas.

Como o sinal primário que alimentou o alto-falante do tubo era composto por apenas sete frequências, serão obtidos valores validos da perda de transmissão sonora apenas nestas sete frequências. Este fato se repetirá nos próximos dois experimentos.

7.6.2 Medição da perda de transmissão sonora ativa

Para medir a perda de transmissão sonora ativa da almofada, partindo da configuração do experimento anterior, a placa dSPACE1003[®] foi acionada para gerar o distúrbio primário, que emitia o sinal para o filtro de reconstrução de onde era enviado simultaneamente ao amplificador que alimenta o alto-falante do tubo, ao analisador espectral da HP onde foi utilizado como sinal de referência para o cálculo da curva de resposta em frequência entre a fonte sonora e as pressões nos pontos M1 a M4 e finalmente para a entrada da placa dSPACE1104[®] onde estava implementado um dos controladores citados (Filtered-X LMS normalizado no domínio do tempo ou Filtered-X LMS normalizado no domínio da frequência).

Após a seleção do sensor de erro que será utilizado para fornecer o sinal de erro instantâneo, ativa-se a adaptação do controlador utilizado, com um passo de adaptação fixado em 0,03 independentemente da estratégia, e aguarda-se até que o sinal de controle atinja o nível máximo de 100Vpp ou atenuie totalmente o sinal do sensor de erro em uso. Quando uma das condições citadas é atingida, o passo de adaptação é alterado para zero, garantindo que os ganhos dos filtros permaneçam no mesmo estado. Nestas condições, realiza-se a medição das pressões sonoras nos pontos M1 a M4 para que a analisadora de espectros da HP compute as curvas de resposta em frequência necessárias.

Entre os sensores de erro utilizados pelos controladores e a entrada do sinal de erro na placa de DSP necessariamente utiliza-se um filtro passa-baixas, conhecido como filtro *anti-aliasing*. Este filtro tem a frequência de corte ajustada com valor inferior à frequência de Nyquist, o que garante que não haverá erro no sinal amostrado. Quando amostramos um sinal de frequência superior à frequência de Nyquist, este sinal apresenta uma componente de frequência classificada

como “fantasma”, abaixo da frequência de Nyquist, o que levará a um erro no momento de reconstrução do sinal contínuo. Este fenômeno é comumente denominado por *aliasing*.

O microfone da GRAS e o Microflown são sensores que utilizam o padrão ICP de conexão, necessitando de uma tensão de alimentação para funcionar, assim, entre o filtro *anti-aliasing* e o sensor, utiliza-se um condicionador de sinais. A Figura 64 ilustra as conexões realizadas neste experimento.

O procedimento experimental descrito para o segundo experimento é repetido para cada sensor de erro, utilizando as duas implementações do controlador. O diagrama de ligação dos equipamentos e sensores de erro está no esquema apresentado na Figura 64.

Na Figura 65 estão relacionadas as estratégias de controle e os sensores de erro utilizados com cada uma destas estratégias.

A escolha do valor do passo de adaptação foi realizada por tentativa e erro, buscando a alternativa que produzisse uma rápida adaptação e uma boa convergência. Após a adaptação dos ganhos dos filtros adaptativos observe que a medida da TL transcorre como se fosse uma medição da perda de transmissão passiva, o processo de filtragem do controlador está ativo, apenas a adaptação foi interrompida com o propósito de se obter a medição da curva de resposta em frequência entre a fonte primária e o microfone quando posicionado em um dos pontos entre M1 a M4. De posse destas curvas de resposta em frequência calcula-se a perda de transmissão sonora do mesmo modo que no experimento anterior. O procedimento de medição está descrito no fluxograma da Figura 66.

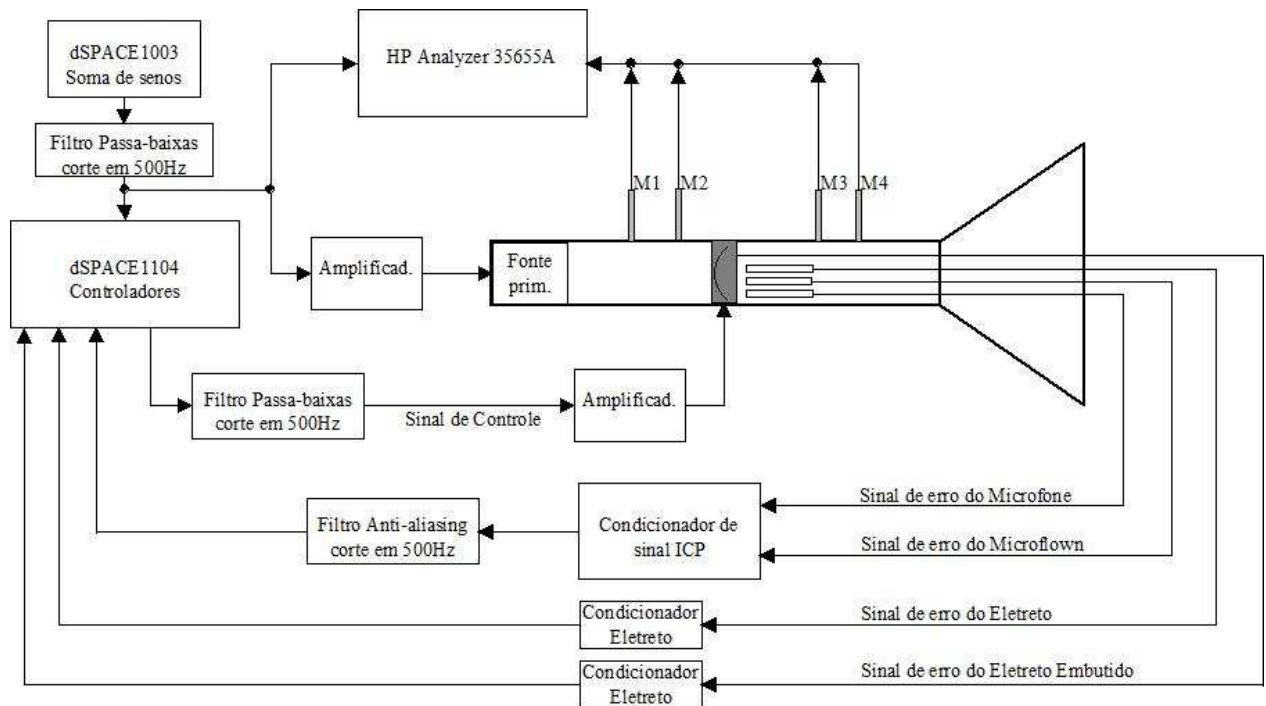


Figura 64 - Esquema de ligação dos equipamentos para o segundo experimento de medição da TL.

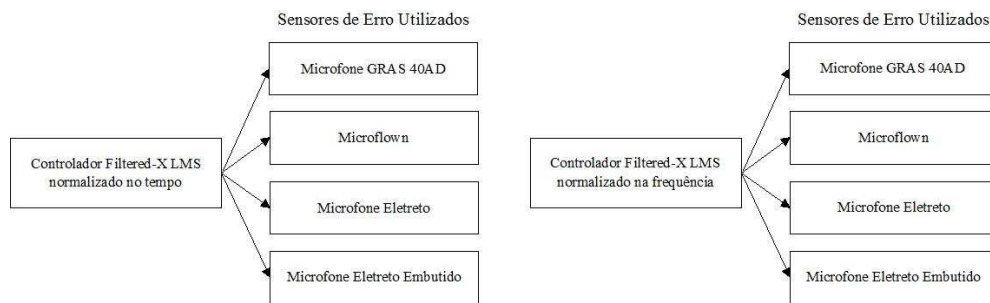


Figura 65 - Síntese das condições do controle ativo durante as medições da TL realizadas no segundo experimento.

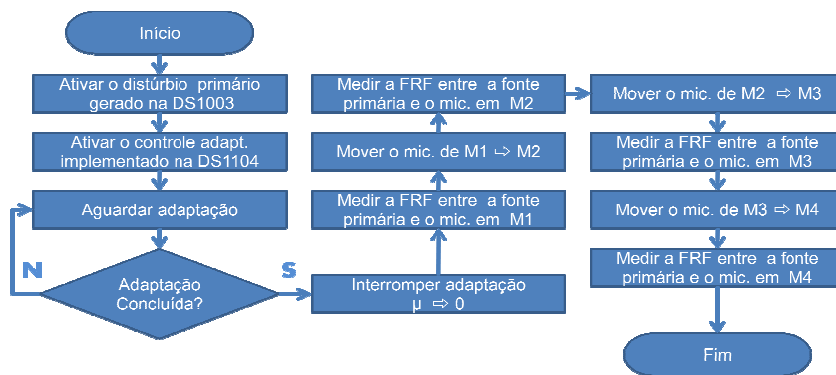


Figura 66 - Etapas da medição da perda de transmissão sonora ativa.

7.6.3 Medição da perda de transmissão sonora ativa com ruído no sinal do erro

O último experimento utilizando o tubo de ondas planas é similar ao anterior, diferenciado apenas pela existência de uma fonte de ruído acústico exógeno próximo aos sensores de erro utilizados pelos controladores. Este ruído é ativado apenas durante a fase de adaptação dos ganhos dos filtros adaptativos. O ruído exógeno será gerado pela analisadora de espectros da HP, e consistirá em um ruído branco filtrado dentro da própria analisadora de espectros na faixa de frequência entre 1 e 1024Hz. O fato de parte deste ruído ser constituído por frequências superiores à frequência de Nyquist para o experimento em questão, não implica na ocorrência de “*aliasing*” uma vez que foram instalados filtros *anti-aliasing* entre os sensores de erro e o sistema de DSP.

Espera-se que o ruído penalize a adaptação das estratégias de controle, e que esta penalização seja acentuada ou atenuada em função do tipo de sensor de erro utilizado e do tipo de implementação do controle (domínio do tempo ou domínio da frequência). As configurações de controle testadas são as mesmas do esquema ilustrado na Figura 65. O procedimento de medição é similar ao do experimento anterior, com mesmas configurações de número de ganhos dos filtros (32) para ambos os controladores e passo de adaptação igual a 0,03.

O experimento se inicia com a ativação da fonte primária excitada pela mesma somatória de frequências utilizada anteriormente. Também é ativada a fonte de ruído exógena, próxima aos sensores de erro. Assim, ativa-se uma das implementações de controle ativo com o sensor de erro escolhido e aguarda-se até que a tensão da lei de controle se aproxime de 100Vpp novamente. Após a lei de controle atingir este limite, a adaptação dos ganhos dos filtros é interrompida. Na sequência, o ruído exógeno é interrompido também para a medição das curvas de resposta em frequência entre a fonte primária e os pontos de tomada de pressão M1 a M4. O diagrama de blocos da Figura 67 apresenta as etapas do processo de medição da perda de transmissão sonora ativa com ruído no sinal do erro instantâneo, e o diagrama da Figura 68 ilustra a conexão dos equipamentos. No diagrama de blocos, observe que as únicas etapas que diferem do experimento anterior são relacionadas ao ruído exógeno aplicado aos sensores de erro.

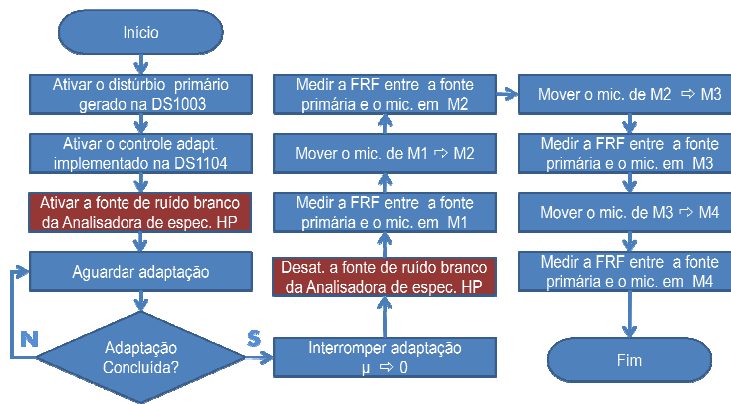


Figura 67 - Etapas da medição da TL ativa do isolador com ruído no sinal de erro instantâneo.

Na foto da Figura 69 está ilustrado como foi montado o sistema que aplicava o distúrbio exógeno nas proximidades dos sensores de erro. Foi utilizado um alto-falante fixado a um tubo cilíndrico como transdutor. A única função do tubo é sustentar o alto-falante na direção desejada.

Observe que, assim como no experimento anterior, a perda de transmissão sonora ativa foi medida com a adaptação dos controladores desligadas, embora o processo de controle por filtragem do sinal de referência esteja funcionando.

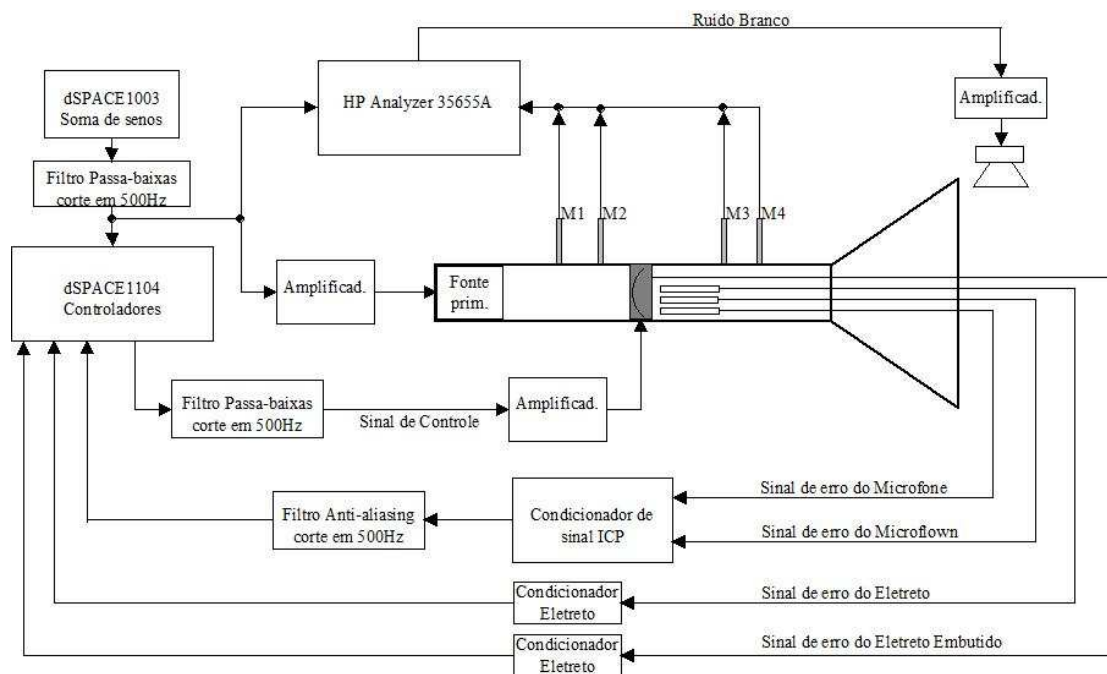


Figura 68 - Esquema de ligação dos equipamentos para a medição da TL ativa com a presença de ruído no sinal de erro.



Figura 69 - Foto do tubo de ondas planas com a fonte de ruído exógeno no canto inferior esquerdo.

7.7 RESULTADOS

Antes de qualquer análise, é necessário saber se o controle foi funcional ou não no caso em questão. Como citado, o critério de desempenho desta análise se baseia na perda de transmissão sonora. Na Figura 70 estão os resultados obtidos para a perda de transmissão sonora para todas as estratégias de controle. Trata-se de uma compilação dos resultados do primeiro experimento tratado neste capítulo (TL passiva) juntamente com os resultados do segundo experimento (TL ativa).

Não foram em todas as frequências que os controladores foram capazes de atuar na perda de transmissão sonora na maioria dos casos. Com a utilização do microfone de eletreto, utilizando qualquer uma das implementações do controlador Filtered-X LMS normalizado foi obtido êxito no controle da perda de transmissão sonora. Entretanto, quando este microfone se encontrava instalado dentro da espuma inteligente esta afirmação se torna inverídica. Pelos resultados apresentados ainda pode-se dizer que este sensor último sensor nesta posição, inserido no atuador, encontra dificuldades para incrementar a perda de transmissão sonora em boa parte das frequências utilizadas como distúrbio primário.

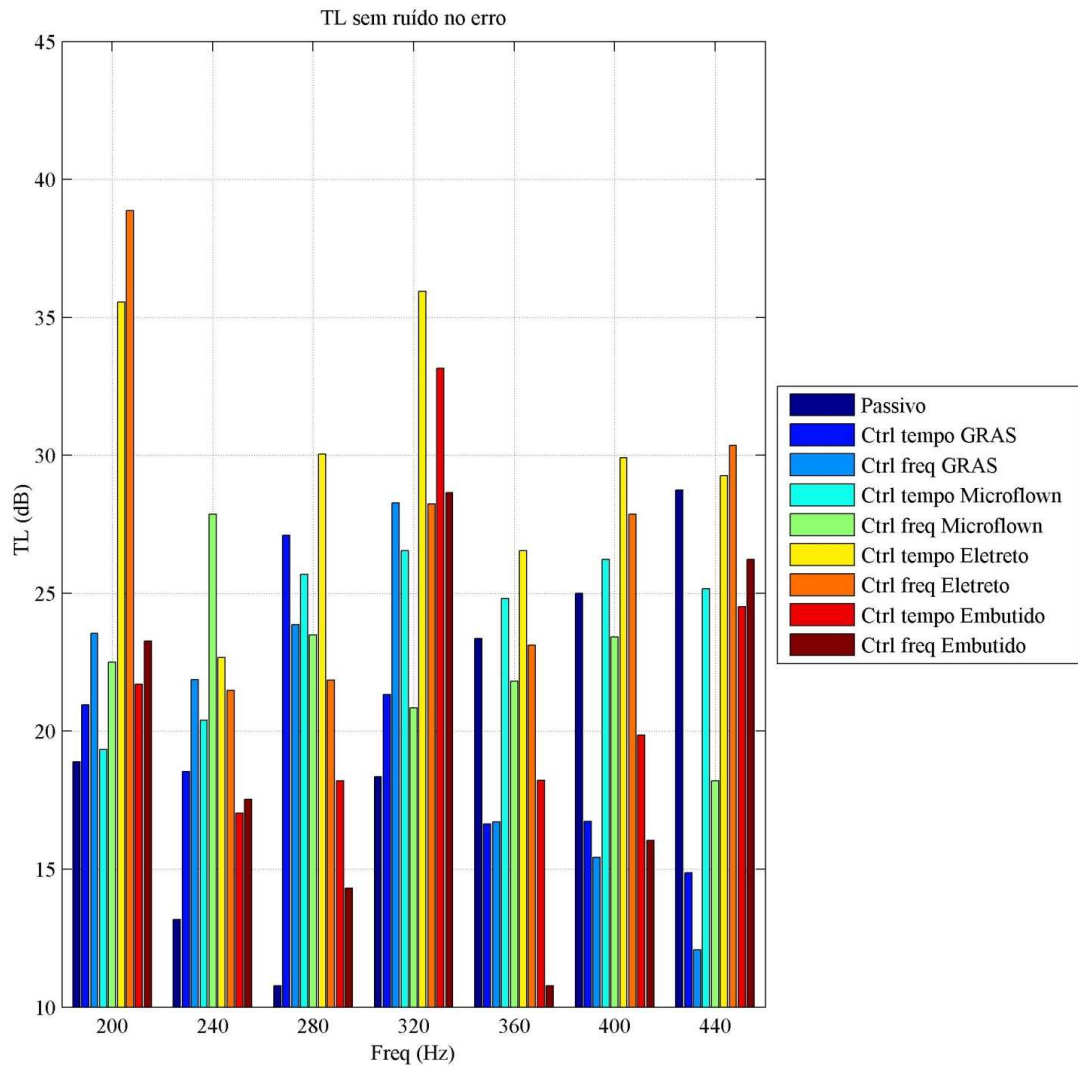


Figura 70 - Perda de transmissão sonora ativa e passiva sem ruído no sinal de erro.

Para comprovar mais uma vez que o controle da perda de transmissão sonora se dá de forma indireta, na Figura 71 estão desenhados gráficos com os sinais elétricos emitidos pelos sensores de erro com e sem o controle no domínio do tempo, também sem a adição do ruído na fase de adaptação do controle. É possível observar que o controlador minimizou o nível do sinal de erro no domínio do tempo, embora em algumas frequências este fato não tenha se refletido no aumento da perda de transmissão sonora.

Os resultados do controle indireto da perda de transmissão sonora quando existe uma fonte de ruído não correlacionado com o problema de controle está apresentado no gráfico da Figura

72. Se realizarmos uma comparação qualitativa entre os resultados obtidos para a perda de transmissão sonora sem a incidência de um ruído exógeno no sinal de erro e com a incidência do mesmo é possível observar que de maneira geral os resultados melhoraram em termos de perda de transmissão sonora, o que contraria a expectativa de que a convergência dos ganhos dos filtros adaptativos para um valor ótimo fosse prejudicada pela presença do ruído externo no sinal de erro.

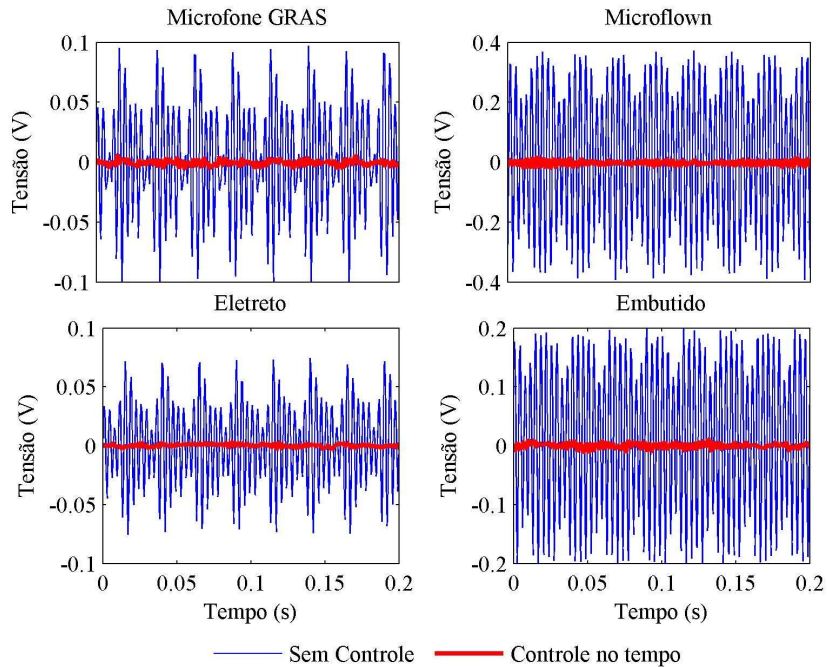


Figura 71 - Nível dos sinais de erro instantâneo com e sem a atuação do controle no domínio do tempo.

A primeira hipótese sobre estes resultados foi que devido ao fato de se utilizar de um ruído branco como sinal exógeno de distúrbio dos sensores de erro, este pudesse agregar energia nas frequências analisadas durante a adaptação do controlador. Tal fato forçaria um aumento da energia da lei de controle nestas mesmas frequências, e quando o processo de adaptação fosse interrompido (antes do desligamento do ruído aplicado aos sensores de erro) a lei de controle ainda estaria tentando minimizar o distúrbio primário somado com as respectivas componentes do distúrbio exógeno. Para comprovar esta possibilidade, foi computado o auto-espectro dos sinais de erro na presença do distúrbio exógeno simultaneamente ao distúrbio primário e o mesmo auto-espectro destes sinais na presença apenas do distúrbio primário. Caso fosse observada uma dife-

rença entre as amplitudes destes auto-espectros, poderíamos afirmar categoricamente que possuíamos leis de controle para minimizar sinais distintos. Os gráficos destes sinais estão na Figura 73.

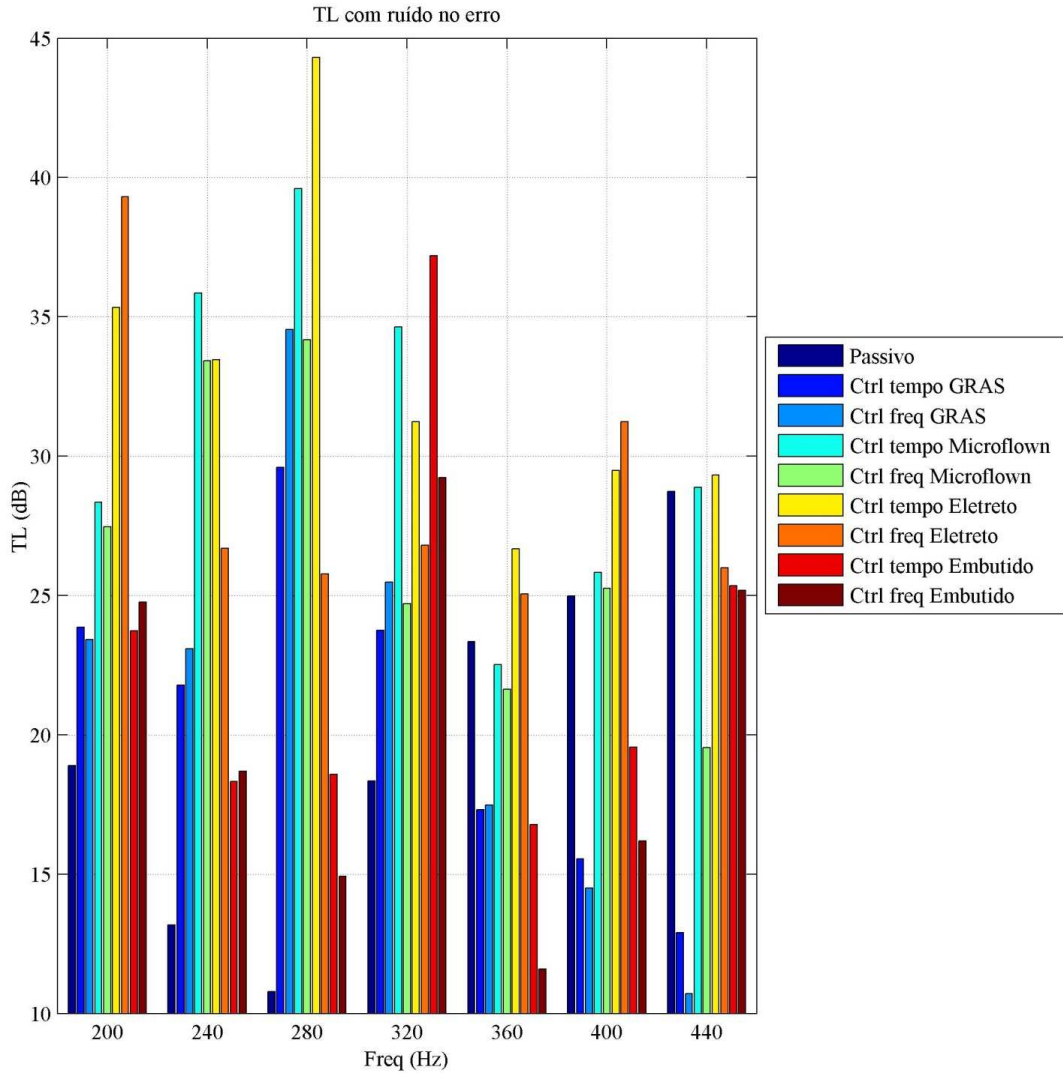


Figura 72 - Perda de transmissão sonora obtida com ruído no sinal do erro instantâneo.

Como é possível observar no gráfico contido na Figura 73, não há diferença significativa entre o auto-espectro dos sinais de erro instantâneo, o que torna a hipótese citada para a diferença de desempenho entre as estratégias de controle infundada. Vale lembrar que na simulação computacional de um problema similar em um sistema de dutos desenvolvida neste trabalho, o ruído aleatório no sinal de erro prejudicou o aumento da TL pelo controle indireto, independentemente da estratégia de controle utilizada. Vale ressaltar que toda medição experimental contém uma

parcela de ruído, então no experimento aqui realizado, o que se varia é a quantidade e a natureza deste ruído.

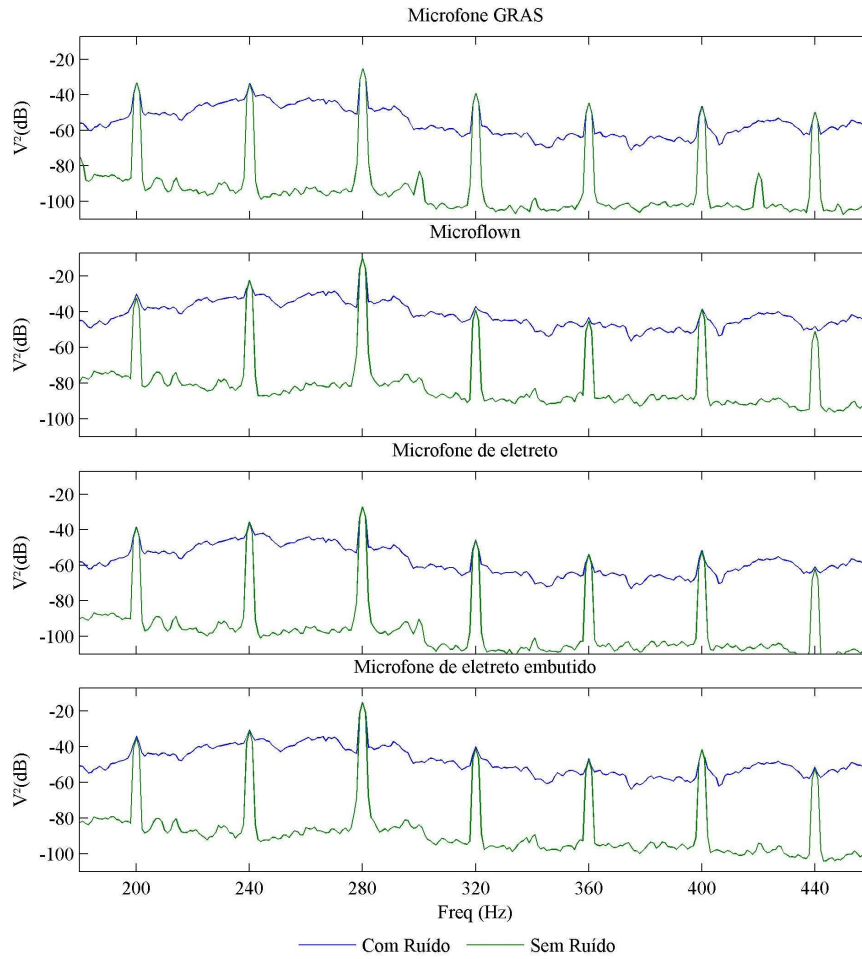


Figura 73 - Auto-espectros dos sinais de erro instantâneo.

O fato das estratégias de controle atuar predominantemente nas menores frequências do sinal composto é justificável pela natureza dos controladores de minimizarem os sinais que apresentarem o maior erro médio quadrático. Quanto menor a frequência, maior é a quantidade de energia envolvida na mesma, o que faz as estratégias de controle aqui focar a minimização destas parcelas do sinal.

Outro fator que contribui para que nem todas as frequências tivessem a TL incrementada ativamente está no fato de que o sinal de controle apresenta limitações nos níveis de energia, o que não ocorria na simulação computacional. Níveis de tensão elevados aplicados pelo sistema DSP

no amplificador que enviava o sinal para o Thunder 7R[®] provocariam não linearidades nos sinais emitidos pelo atuador que prejudicariam o processo de controle.

Por fim, ainda é preciso considerar limitações estruturais do atuador no experimento. O atuador foi composto por espuma prensada (que consiste em um material anisotrópico) sobre uma placa acrílica, onde está fixado o transdutor. É possível que este conjunto apresente frequências de ressonância e anti-ressonância que impactariam diretamente na capacidade de se atuar nestas frequências.

7.8 ANÁLISE DE DESEMPENHO

Para simplificar a análise de desempenho das estratégias de controle e dos sensores de erro os resultados isolados apresentados nos gráficos da Figura 70 e da Figura 72 os resultados da perda de transmissão sonora de cada frequência utilizando uma implementação do controlador com um dado sensor de erro foram agrupados por uma soma logarítmica para originar um único valor global. A soma quadrática é realizada de acordo com:

$$Valor\ Global(dB) = 10\log\left(\sum_{i=1}^N 10^{TL_i/10}\right) \quad (7.1)$$

onde o índice i varia de 1 até o número total de valores em (dB) que deseja-se somar, TL_i indica o valor da TL da i -ésima frequência. Os resultados desta soma quadrática que estão resentedos na Figura 74 confirma a impressão inicial de que a adição de ruído no sinal de erro melhora o desempenho do controle indireto da perda de transmissão sonora. Ainda segundo esta figura, em termos de sensor de erro, o que apresentou uma melhora mais acentuada no desempenho com a adição de ruído foi o sensor de velocidade de partícula, tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência.

Com relação ao desempenho dos sensores, observando novamente a Figura 70 e a Figura 72, o sensor que mais se destacou foi o microfone de eletreto posicionado a 150mm da espuma inteligente. Este foi o único sensor que contribuiu para a melhora da TL em todas as frequências no domínio do tempo (com ou sem ruído no sinal de erro) e no domínio da frequência, este sensor deixou de atuar apenas em uma frequência, reduzindo a perda de transmissão sonora passiva em

menos de 0,5dB no caso sem ruído no sinal de erro e um pouco mais de 2,5dB para o experimento com ruído no sinal de erro.

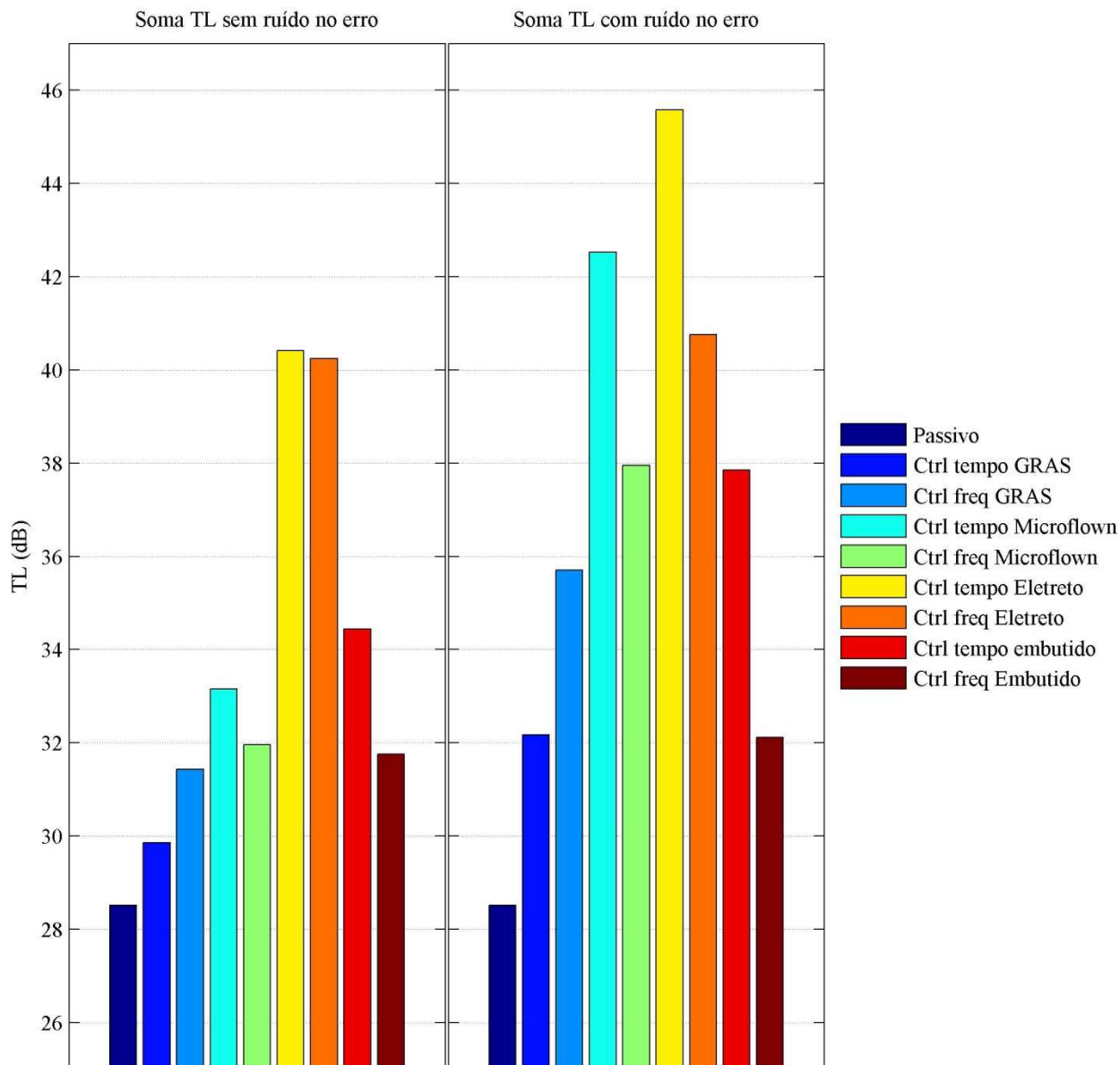


Figura 74 - Soma dos valores da perda de transmissão sonora nas frequências individuais dos resultados dos experimentos 2 e 3.

Buscando uma justificativa para o desempenho do microfone de eletreto apresentar um desempenho superior ao microfone da GRAS foi realizada uma medição da curva de resposta em frequência entre estes sensores e o atuador de controle (planta secundária). Na sequência, a mag-

nitide e a fase das FRFs medidas foram comparadas. Em termos dos sinais emitidos por estes sensores não houve uma justificativa para a diferença de desempenho. Em relação ao controle de pressão sonora no ponto onde o sensor de erro foi instalado, ambos produziram resultados semelhantes, apresentados na Figura 71, esta diferença é observada apenas na perda de transmissão sonora.

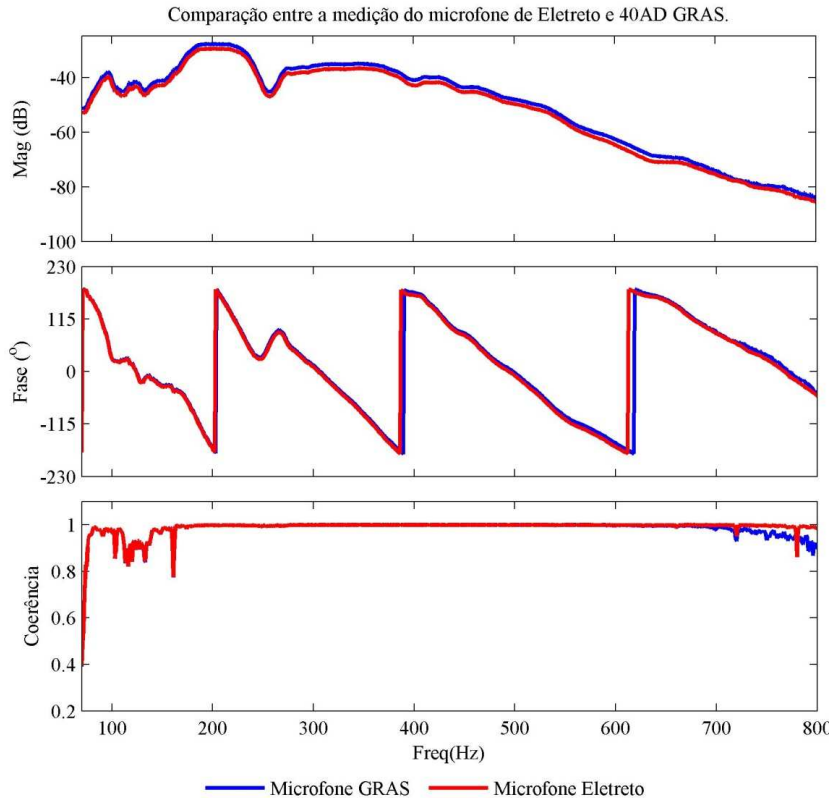


Figura 75 - Comparação entre as medições realizadas entre o microfone GRAS 40AD e o microfone de eletreto.

De modo geral, o sensor menos eficiente nos testes realizados foi o microfone da GRAS 40AD, pois embora tenha apresentado bons resultados no incremento da perda de transmissão sonora nas primeiras frequências que compunham o distúrbio, este sensor piorou os níveis da mesma TL nas três frequências mais altas que compunha o distúrbio primário. Resultados similares aos do microfone GRAS foram obtidos pelo microfone de eletreto embutido no atuador, mas vale lembrar que o posicionamento deste sensor não favorecia o funcionamento do mesmo, pois a proximidade do mesmo com o atuador pode até criar uma região onde ocorra o cancelamento do ruído indesejado, nas proximidades do sensor, mas não há como garantir que este cancelamento

também é atingido em campo distante. Por outro lado, assim como em experimentos similares (KUNDU e BERRY, 2011), o posicionamento do sensor de erro muito próximo do atuador de controle faz com que a energia da lei de controle seja menor do que em uma aplicação de um controlador similar, com o mesmo sensor de erro, mas com o sensor instalado distante do atuador de controle. A comprovação deste fato se dá pela observação do sinal temporal de controle na Figura 76 onde é comparada a amplitude da lei de controle quando o sensor de eletreto está posicionado a 150mm do atuador e quando este mesmo sensor está embutido no atuador.

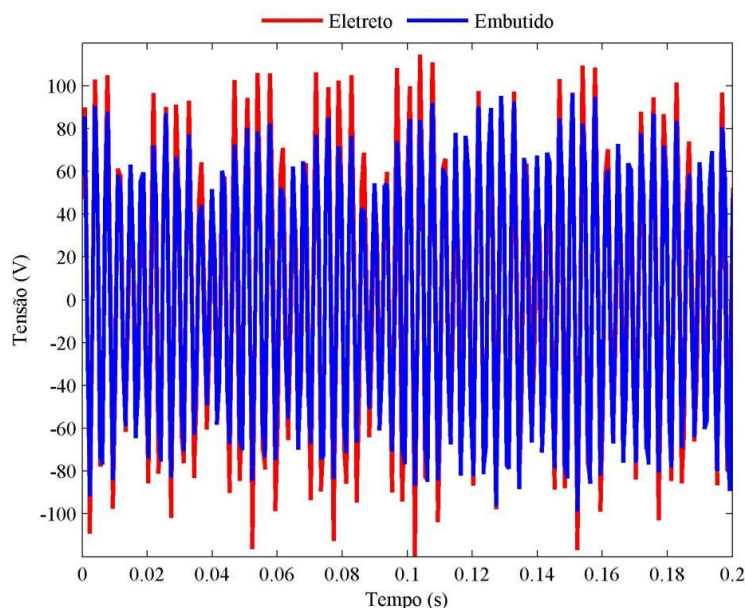


Figura 76 - Tensão da lei de controle do controle no domínio do tempo para o microfone de eletreto a 150mm do atuador e para o mesmo microfone embutido no atuador.

Em relação à aplicação do ruído exógeno no campo acústico próximo aos sensores de erro, o objetivo inicial era verificar qual dos sensores sofreria menos influência deste ruído não relacionado ao problema de controle utilizando como desempenho a perda de transmissão sonora. Esperava-se uma queda de desempenho do controle indireto da perda de transmissão sonora com o acréscimo do ruído exógeno, entretanto, o que se observou foi uma melhora no desempenho. Vale lembrar que na simulação realizada, o acréscimo de um ruído aleatório no campo acústico fez a perda de transmissão sonora ativa melhorar em algumas frequências, mas na maioria das frequências analisadas o desempenho com ruído no sensor de erro piorou a perda de transmissão sonora. Mais uma vez, vale ressaltar que a melhora não foi observada na medição da pressão so-

nora ou na medição da velocidade de partícula, grandezas onde o controlador atuou diretamente. Este efeito observado na perda de transmissão sonora ainda carece de explicações.

Com relação ao desempenho das estratégias de controle na presença do ruído no sinal de erro acreditava-se que o controle no domínio da frequência sofreria menos impactos do que o controle no domínio do tempo uma vez que o primeiro utiliza-se de uma transformada rápida de Fourier e devido aos parâmetros utilizados neste transformada (tamanho do bloco de dados e a frequência de amostragem) este controle não seria capaz de “enxergar” o ruído branco. Aparentemente, este fato se confirmou, mas não da maneira esperada. O controle no domínio da frequência sofreu menos alterações de desempenho com a adição de ruído no sinal de erro, mas como de maneira geral o ruído aumentou a perda de transmissão sonora, no caso do controle no domínio da frequência esta melhora foi mais discreta do que no domínio do tempo, como se pode observar na Figura 74.

Finalizando, a estratégia de controle que produziu melhores resultados foi a implementação no domínio do tempo do Filtered-X LMS normalizado que ainda apresentou melhora no desempenho do controle indireto da perda de transmissão sonora quando o sinal de erro é exposto a um ruído não correlacionado com o problema de controle e ainda existe espaço para melhorias nesta implementação, como por exemplo a otimização do tamanho do filtro adaptativo, como foi visto no capítulo sobre os controladores aplicados nesta tese.

Em termos da escolha do melhor sensor de erro, o microfone de eletreto apresentou resultados mais eficientes no controle indireto da perda de transmissão com a vantagem do custo extremamente reduzido em comparação aos outros sensores. Em relação ao sensor de velocidade de partícula, esperava-se que não houvesse interferência de um sinal exógeno quando este estivesse alinhado para realizar a medição da velocidade de partícula do problema de controle. Embora a medição do ruído externo do laboratório pareça menor com a utilização deste sensor, ao posicionar uma segunda fonte de ruído nas proximidades do mesmo, fora do tubo, este sensor captou a mesma quantidade de ruído que os demais sensores.

8 APLICAÇÃO DO ISOLADOR ACÚSTICO EM UM PAINEL REFORÇADO

Uma vez que os estudos sobre o controle indireto da perda de transmissão sonora no tubo de ondas planas foi concluído, testou-se a aplicação da espuma inteligente proposta no painel reforçado para o qual o protótipo foi projetado. Para verificar a perda de transmissão sonora do conjunto painel reforçado com o isolador acústico, ambos foram fixados em uma janela que divide duas câmaras acústicas, uma reverberante e a outra anecóica, existentes no laboratório de Vibroacústica da FEM/UNICAMP.

Como as câmaras ainda não se encontram em acordo com as normas técnicas utilizadas para a determinação da perda de transmissão sonora (AMERICAN SOCIETY FOR TESTING AND MATERIALS, 2004; INTERNATIONAL ORGANIZATION FOR STANDARDIZATION, 1995), para validar a medição da perda de transmissão sonora foi utilizada uma placa de aço 1020 com 1,26m de largura por 1,0m de altura, com 1,25mm de espessura, engastada, que foi medida e os resultados foram comparados com modelos numéricos de previsão da perda de transmissão sonora (DONADON *et al.*, 2008; CALLISTER, GEORGE e FREEMAN, 1999).

O primeiro modelo utilizado para prever a perda de transmissão sonora é conhecido como lei de massa e é definido por:

$$TL(dB) = 10 \log \left\{ 1 + \left(\frac{\gamma \pi f}{\rho_0 c} \right)^2 \right\} - 5 \quad (8.1)$$

Na Equação (8.1) a perda de transmissão sonora (TL) é definida em bandas de 1/3 de oitava e em dB, f é a frequência central da banda, γ é a massa por unidade de área da placa a ser estudada. Esta equação somente é válida até a frequência de coincidência da placa.

Abaixo da frequência de coincidência o comprimento de onda transversal que se propaga no painel em questão é menor do que o comprimento de onda do sinal de mesma frequência que se propaga pelo ar. Na frequência de coincidência estes comprimentos de onda se igualam, e des-

ta forma quando uma onda sonora de frequência igual à de coincidência incide transversalmente sobre o painel este é excitado por ressonância, excitando o ar do outro lado nesta mesma frequência, propagando som, reduzindo drasticamente a perda de transmissão sonora nesta frequência. A frequência de coincidência é definida por:

$$f_c = \frac{c^2}{2\pi} \sqrt{\frac{12\gamma(1-\nu^2)}{Eh^3}} \quad (8.2)$$

Na Equação (8.2) ν indica o coeficiente de Poisson, E indica o módulo de Young e h indica a espessura da placa. Para a definição da perda de transmissão sonora acima da frequência de coincidência, utiliza-se (CALLISTER, GEORGE e FREEMAN, 1999):

$$TL(dB) = 20 \log \left(\frac{\gamma \pi f}{\rho_0 c} \right) + 10 \log \left\{ \left(\frac{2\eta f}{f_c} \right) \right\} - 5 \quad (8.3)$$

onde η é o fator de amortecimento.

O segundo modelo utilizado para estimar a perda de transmissão sonora é conhecido como Lei de massa-Sharp-Cremer. Neste modelo, utiliza-se a Equação (8.1) e a Equação (8.3) nas regiões abaixo da metade da frequência de corte e acima da frequência de corte respectivamente. Entre estes dois intervalos, a perda de transmissão é definida pela interpolação linear do resultado destas mesmas equações.

No terceiro modelo, conhecido como Sewell-Sharp-Cremer, a perda de transmissão sonora das frequências abaixo da metade da frequência de coincidência são definidas por:

$$TL(dB) = -10 \log \left\{ \frac{\ln(k\sqrt{S}) + 0.16 - U(\Lambda) + \frac{1}{4\pi A k_0^2}}{\left[\left(\frac{\gamma \pi f}{\rho_0 c} \right) \left(1 - \frac{f^2}{f_c^2} \right) \right]^2} \right\} \quad (8.4)$$

onde k_0 é o número de onda acústico, S é a área da placa e $U(\Lambda)$ é um fator de correção em função da razão entre os lados da placa definidos por Λ . Utiliza-se esta correção para placas retangulares. Uma formula empírica definida por Sewell para o fator de correção é dada por:

$$U(\Lambda) = -3,11 \cdot 10^{-5} \Lambda^5 + 9,41 \cdot 10^{-4} \Lambda^4 - 1,07 \cdot 10^{-2} \Lambda^3 + 5,26 \cdot 10^{-2} \Lambda^2 - 4,07 \cdot 10^{-2} \Lambda - 5,34 \cdot 10^{-3} \quad (8.5)$$

8.1 MEDIÇÃO DA PERDA DE TRANSMISSÃO SONORA EXPERIMENTAL

Um esquema do processo de medição está ilustrado na Figura 77, onde é indicado onde será emitido o ruído e os pontos onde mesmo será medido. As dimensões das câmaras estão ilustradas na Figura 79. Não existem informações disponíveis sobre a frequência de corte destas câmaras. A câmara reverberante tem aproximadamente 34m³ e a câmara anecóica possui 24,3m³.

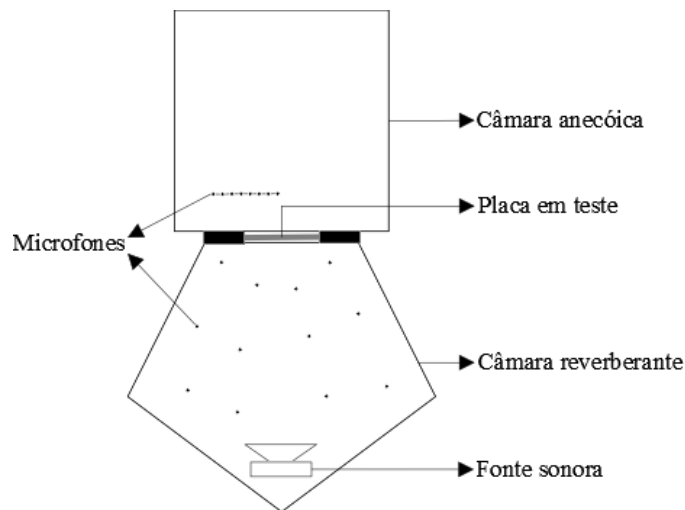


Figura 77 - Esquema de medição da perda de transmissão sonora de uma placa utilizando salas acústicas.

Como fonte sonora foi utilizado um sistema de transdutores de três vias (Graves, Médios e agudos) composto por um alto-falante, dois *drivers* e um twitter. Cada uma destas vias foram conectadas a um amplificador que recebia o sinal de um divisor de frequências passivo, que por sua vez estava conectado a uma fonte de ruído branco. Na Figura 78 é apresentada uma foto da fonte sonora posicionada na câmara reverberante.

Como foi definida nos capítulos anteriores, a perda de transmissão sonora é definida como a relação logarítmica entre a potência acústica incidente e a potência acústica transmitida (FAHY, 2001), como na equação a seguir:

$$TL = 10 \log \left(\frac{\Pi_i}{\Pi_t} \right) \quad (8.6)$$

É esperado que na câmara reverberante o campo sonoro seja difuso devido as características geométricas da sala e devida a ausência de material de absorção nas paredes da mesma, o que

favorece a reflexão das ondas sonoras. A potência acústica incidente na placa em teste para um campo difuso pode ser definida por:

$$\Pi_i = \frac{\langle P_r^2 \rangle}{4\rho_0 c} S \quad (8.7)$$

Na Equação (8.7), P_r indica a pressão sonora medida em uma posição aleatória dentro da sala reverberante e o símbolo $\langle \ \rangle$ indica média aritmética.



Figura 78 - Sistema de reprodução sonora dentro da câmara reverberante.

Segundo Fahy, se a placa em teste não dissipa energia para meios adjacentes por vibração, a intensidade radiada por esta placa integrada pela área de incidência do som na mesma é igual a potência sonora transmitida. Como dentro da câmara anecóica é assumida a condição de campo livre, a potência sonora pode ser aproximada por:

$$\Pi_t = \sum \frac{P_a^2}{2\rho_0 c} \Delta x \Delta y \quad (8.8)$$

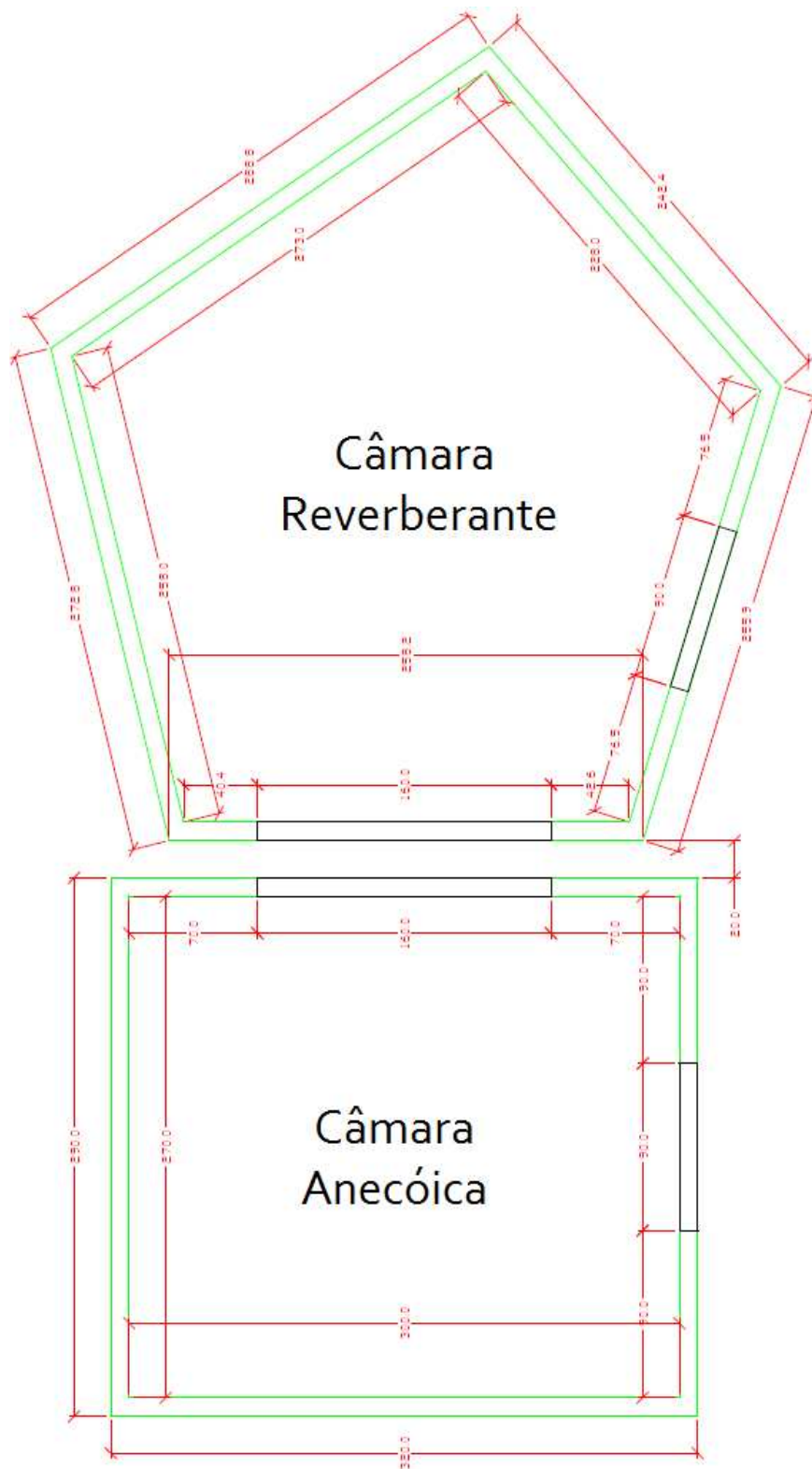


Figura 79 - Dimensões das câmaras acústicas em cm.

onde P_a indica a pressão sonora obtida por um microfone posicionado na frente da placa, dentro da câmara anecóica e Δx e Δy indicam os espaçamentos em cada um dos eixos do microfone utilizado para varrer a placa. Desta forma, para se estimar a potência sonora transmitida, é necessário realizar a medição da pressão sonora em vários pontos, dentro de um grid, nas proximidades da placa, dentro da câmara reverberante. Como a placa em testes apresenta dupla simetria, apenas $\frac{1}{4}$ da área desta foi varrida pelos microfones. Os pontos de medição estão ilustrados na Figura 80 a seguir:

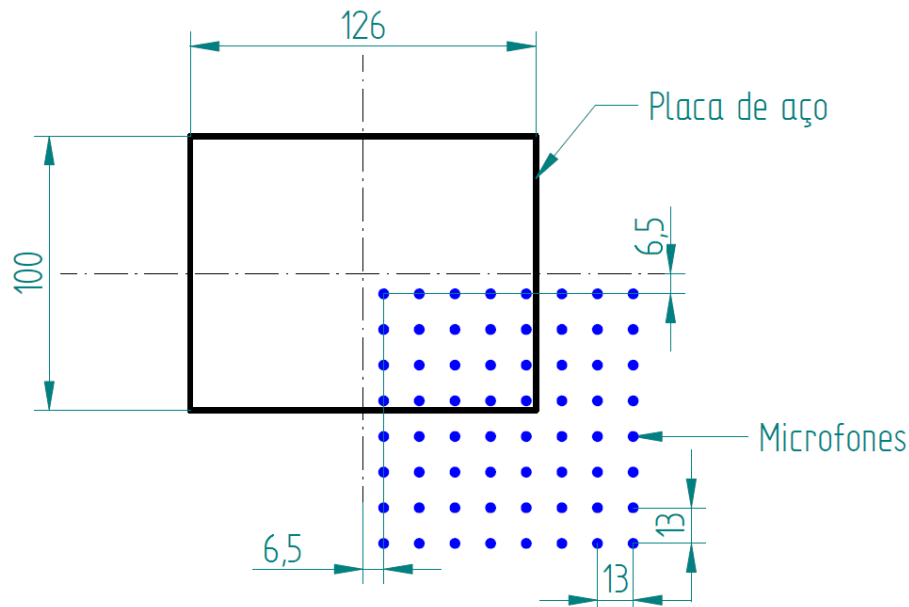


Figura 80 - Pontos de medição da pressão sonora na câmara anecóica. Todas as dimensões estão em cm.

A distância entre os microfones no *grid* criado foi de 0,13m em ambos os eixos. As fotos da medição da placa de ambas as câmaras é ilustrada na Figura 81. A distância entre os microfones e a placa de aço durante a medição foi de 65cm. Esta distância elevada é para garantir que a medição da pressão sonora não ocorra no campo próximo da placa, região do campo acústico onde a pressão sonora oscila muito com um pequeno deslocamento do ponto de medição. Utilizando como parâmetro metade do comprimento de onda para garantir que estamos trabalhando em campo distante, a frequência de corte deste experimento seria de 285Hz, ou seja, abaixo desta frequência, estamos trabalhando em campo próximo, e não há como garantir que as estimativas da potência sonora baseadas na pressão medida esteja correta, uma vez que estamos considerando

que a pressão sonora em uma pequena área de 0,13m x 0,13m afastada em 65cm do painel possui pressão constante em toda superfície, o que pode não corresponder a realidade no caso de trabalharmos dentro do campo próximo.

Considerando os resultados apresentados na Figura 82, é possível observar uma boa convergência entre os resultados previstos e o resultado experimental acima da banda de 1/3 de oitava de frequência central em 315Hz, primeira acima da frequência de corte de campo próximo da placa. A frequência de coincidência desta placa calculada com a Equação (5.9) é de 10.524Hz.



Figura 81 - Vista da placa em medição. Na foto da esquerda, vista da placa de dentro da câmara reverberante. Na foto da direita, vista da placa da câmara anecóica.

Os resultados obtidos para a perda de transmissão sonora da mesma placa em questão e nas mesmas câmaras acústicas em 2008 (DONADON *et al.*, 2008) apresentaram-se mais distantes da curva de TL teórica obtida a partir da lei de massa, Equação (8.1), em virtude da presença de vazamentos acústicos nas câmaras identificados e resolvidos posteriormente.

Neste processo de medição foram utilizados oito microfones de eletreto modelos TMS130A10 acoplados a pré-amplificadores padrão ICP modelo 130P10, calibrados no local de medição, pois como a fiação entre a câmara anecóica e o laboratório onde estava localizado o equipamento de aquisição era muito longa, se a calibração se procedesse nas proximidades do equipamento de medição a resistência extra do longo cabo entre sensor e medidor iria gerar pressões abaixo da real. Neste experimento foi utilizado um calibrador classe 1 da Quest Technologies modelo QC-20 que emitia um sinal sonora na frequência de 1kHz de 1Pa (ou 94dB em NPS).

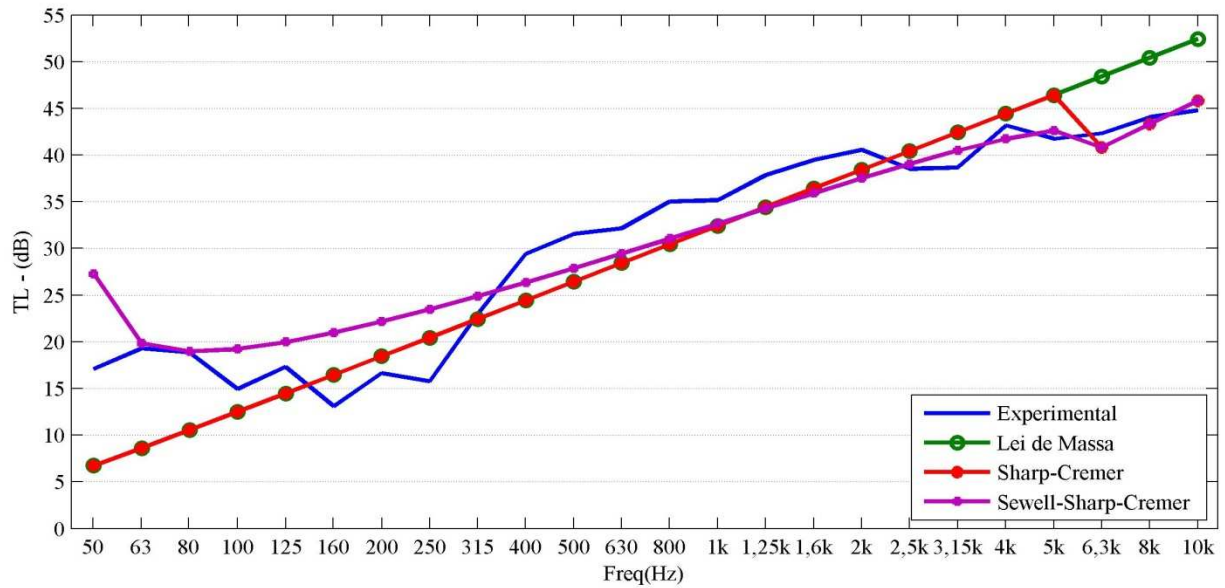


Figura 82 - Comparação entre os resultados previstos e experimentais para a placa de aço.

Utilizando os resultados da Figura 88 como parâmetros de validação, concluí-se que o método utilizado para estimar a perda de transmissão sonora produz resultados próximos do estimado numericamente.

8.2 MEDIÇÃO DO PAINEL REFORÇADO

Após verificar a proximidade entre os valores obtidos com os modelos numéricos e com o experimento finalmente a placa reforçada para a qual se projetou o isolador híbrido foi fixada na janela entre as câmaras acústicas para a medição da perda de transmissão sonora. O experimento foi dividido em três etapas. A primeira delas consistia na medição da TL da placa sem nenhum tratamento acústico. A segunda etapa mediu a TL da placa utilizando lã de vidro como tratamento acústico a fim de se incrementar a perda de transmissão. Finalmente, foi realizada a medição da placa com os isoladores híbridos em duas condições: Controle da TL com um ruído branco e controle da TL utilizando uma somatória de senos como distúrbio primário.

Como as vigas de reforço verticais deste painel não apresentavam distâncias simétricas entre si, não foi possível a medição de apenas $\frac{1}{4}$ da placa para estimar a TL como no experimento com a placa simples. Como a distância entre as vigas horizontais eram simétricas em relação ao centro da placa, utilizou-se a simetria horizontal para se medir apenas a metade superior ou infe-

rior na estimativa da TL. O esquema da Figura 84 ilustra a medição da TL do painel reforçado. Para não aumentar o número de medições, em relação ao experimento com o painel simples, o número de microfones foi aumentado de oito para doze e o espaçamento entre os microfones foi alterado de 13cm para 15cm. Uma foto desta montagem está na Figura 83.

O painel reforçado aqui estudado foi utilizado na confecção da tese de doutorado de Olivier Tanneau, em 2004 (TANNEAU, 2004). Na tese de Tanneau, foi realizada uma simulação computacional utilizando o método dos elementos finitos para estimar a TL deste painel reforçado, utilizando diferentes materiais de absorção. Infelizmente, não foi possível obter um gráfico no Matlab para realizar uma comparação mais rigorosa entre os resultados obtidos pelas medições realizadas na França em 2004 com os resultados obtidos nesta medição. Apenas a título de comprovação do comportamento, o gráfico dos resultados de ambas as medições estão apresentados na Figura 86 e na Figura 87. As escalas destas figuras foram igualadas para facilitar a comparação.



Figura 83 - Foto do painel reforçado fixado à janela entre as câmaras acústicas.

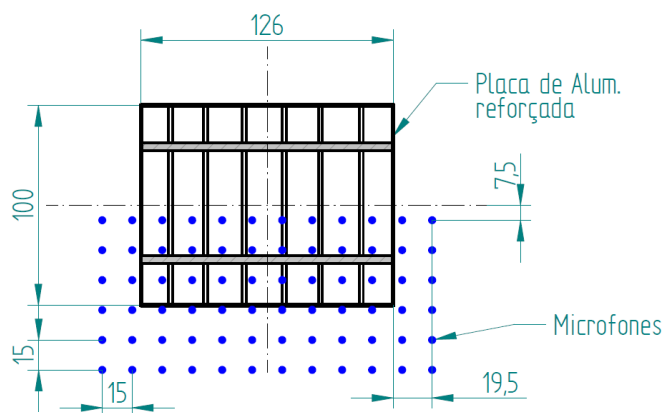


Figura 84 - Esquema de medição da TL do painel reforçado.

Como é possível observar nos resultados da TL deste painel reforçado, a medição utilizando a metodologia proposta nesta Tese está superestimando a medida da perda de transmissão sonora. Como foi dito no início deste capítulo, as câmaras acústicas onde o experimento foi realizado ainda não está de acordo com as normas técnicas de medição laboratorial da perda de transmissão sonora. Os resultados obtidos nos experimentos aqui realizados serão utilizados na comparação qualitativa entre si.

8.3 MEDIÇÃO DA TL DO PAINEL COM TRATAMENTO ACÚSTICO

No próximo experimento, a medição da TL será repetida, mas agora será instalada no painel reforçado uma camada de sacos com lã de vidro dentro dos vãos existentes entre as vigas, como pode ser observado na Figura 85.

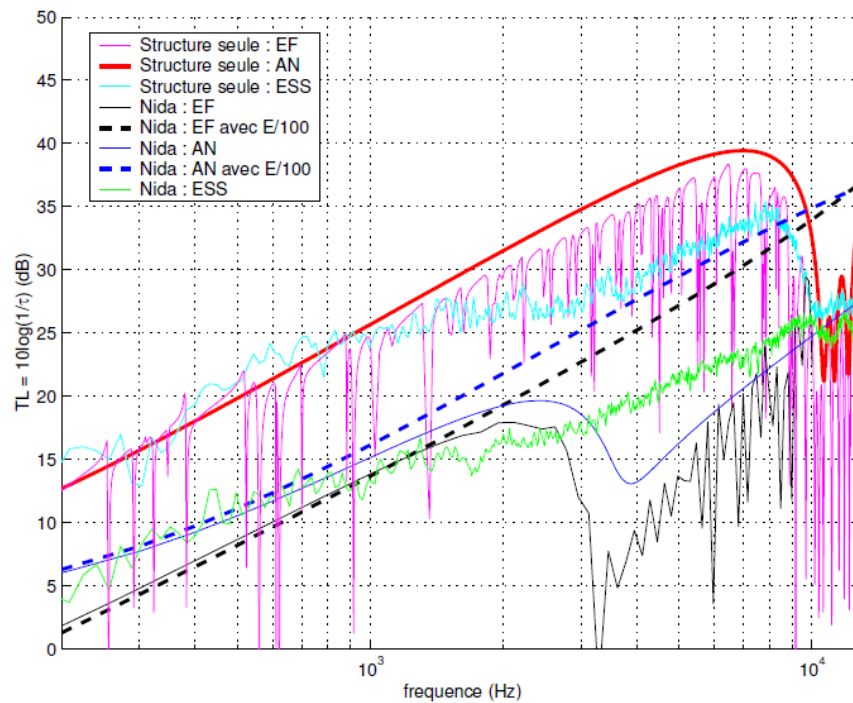


Figura 85 - Painel reforçado com lã de vidro ensacada posicionada nos vãos entre as vigas de reforço da placa.

O posicionamento dos microfones e o método de medição são similares aos utilizados no experimento com a placa reforçada. A curva de perda de transmissão sonora da placa com a lã de vidro ensacada está na Figura 88. As características disponíveis da lã de vidro estão agrupadas na Tabela 2.

PROPRIEDADES DA LÃ DE VIDRO	
Porosidade	0,98
Resistividade à passagem de ar (Nsm^{-4})	17.500
Tortuosidade	1
Comprimento Viscoso Característico (μm)	300
Comprimento Térmico Característico (μm)	350
Densidade	Não Informado
Viscosidade	Não Informado

Tabela 2 - Propriedades da lã de vidro utilizada para realizar o tratamento acústico do painel reforçado (TANNEAU, 2004).



Fonte: (TANNEAU, 2004)

Figura 86 - Resultado da TL do painel reforçado computado na França. A TL do painel experimental é indicada por Structure seule:ESS. A TL do mesmo painel computada utilizando FEM é designada por Structure seule:EF. No gráfico ainda está a indicação de uma TL calculada de analiticamente, definida por Structure seule:AN.

Como é possível observar na Figura 88, existe uma queda da perda de transmissão sonora em altas frequências, mesmo com a aplicação da lã de vidro, que não deveria ocorrer, uma vez que o controle passivos de ruídos é muito eficiente acima de 1kHz. Estes resultados estão computados em bandas de 1/3 de oitava. A deficiência na medição da perda de transmissão sonora pode estar relacionada com limitações na fonte sonora utilizada para emitir o ruído branco na câmara

anecóica. Esta queda do índice de perda de transmissão sonora em altas frequências já havia sido diagnosticada em outros experimentos. Como a análise principal deste trabalho está no estudo das baixas frequências, o trabalho prosseguiu, considerando apenas os resultados abaixo de 4kHz.

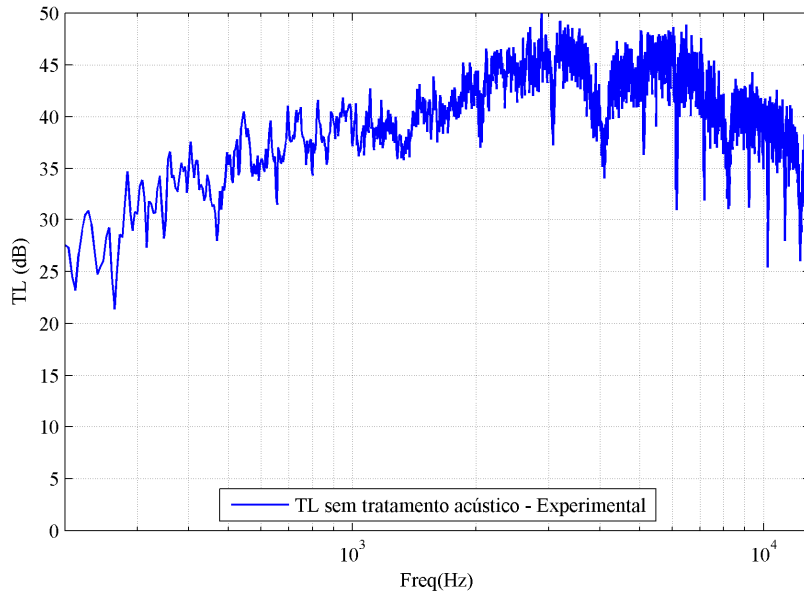


Figura 87 - Resultado experimental da perda de transmissão sonora do painel utilizando o método apresentado nesta Tese.

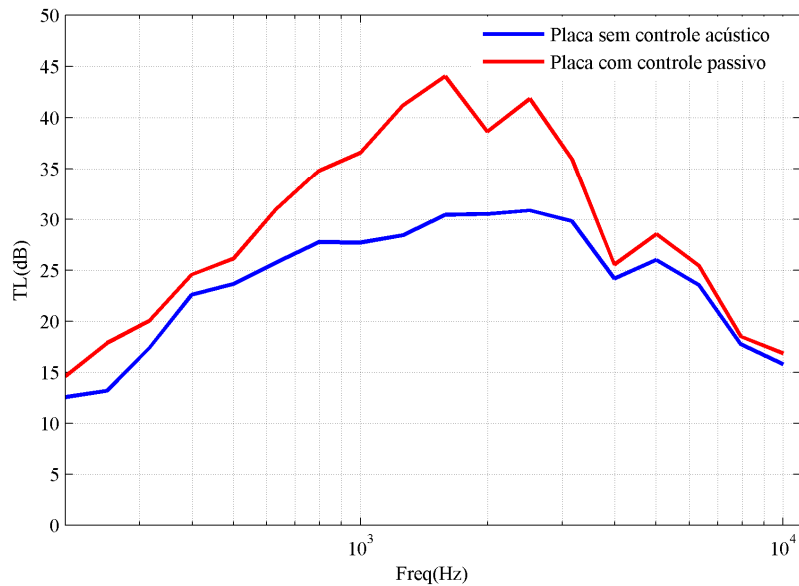


Figura 88 - Comparação entre as curvas de perda de transmissão sonora medidas com a aplicação de lã de vidro nos vãos do painel reforçado e sem a lã de vidro.

Apenas a título de comparação novamente com os resultados extraídos do experimento com a placa na França, os resultados da TL da placa computados com a lã de vidro ensacada para a faixa de frequências entre 200Hz e 10kHz é apresentado na Figura 89. Observe que sem utilizar o agrupamento dos resultados em bandas de terço de oitava também é possível perceber uma queda na perda de transmissão sonora acima de 4kHz neste gráfico.

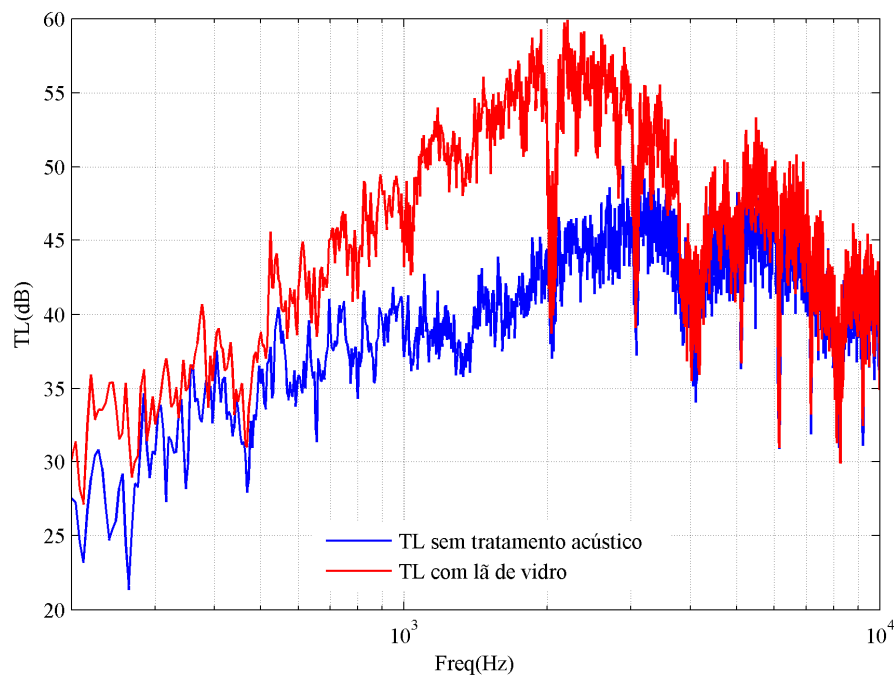


Figura 89 - Perda de transmissão sonora do painel reforçado com e sem lã de vidro nos vãos.

8.3.1 Utilização da espuma inteligente

Para testar o isolador acústico híbrido proposto, dois sacos de lã de vidro foram substituídos por dois protótipos de espuma inteligente. Ambos isoladores utilizam o Thunder 7R[®] como transdutor para excitar a placa acrílica com a ranhura no centro. Para manter a simetria da medição foi posicionado um isolador de cada lado da placa. Como a altura do vão central onde foi inserida a espuma inteligente é do tamanho de duas espumas inteligentes (com relação ao lado de maior dimensão), os mesmos foram centralizados, e o espaço restante foi preenchido com a mesma espuma utilizada na construção do isolador híbrido. O protótipo da espuma inteligente utilizada neste experimento contava com o sensor de erro embutido no mesmo (microfone de eletreto com

o sistema de condicionamento de baixo custo utilizado no capítulo anterior), para facilitar a logística do problema. O esquema da Figura 90 apresenta a configuração da placa e dos microfones de medição, que não foram modificados em relação aos experimentos anteriores.

Na Figura 91 está uma fotografia do painel reforçado com os atuadores híbridos e os sacos com lã de vidro para preencher o espaço vazio.

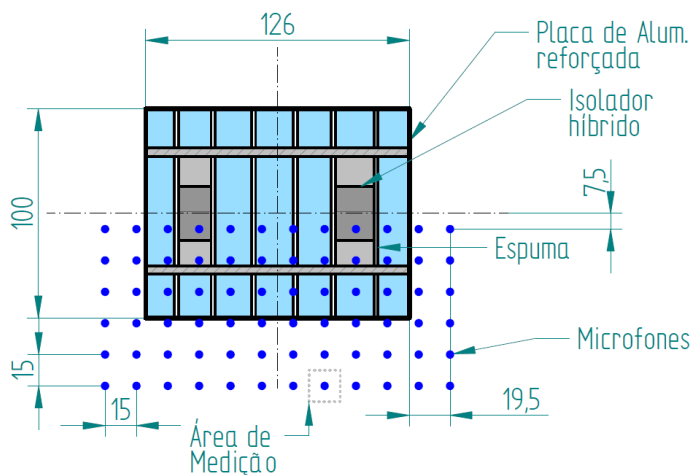


Figura 90 - Esquema do posicionamento dos microfones para a medição da TL do painel com os isoladores híbridos.

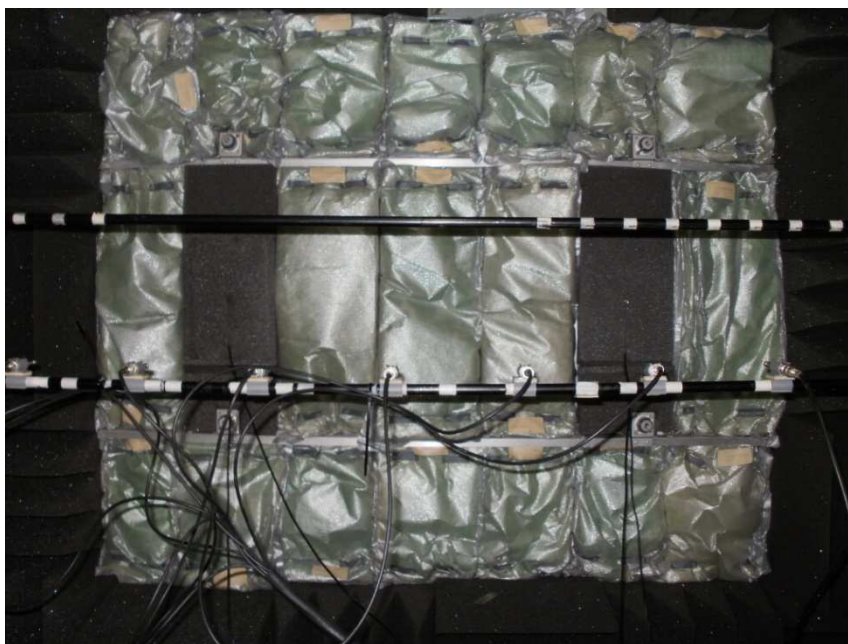


Figura 91 - Foto do painel reforçado com os isoladores híbridos instalados.

O algoritmo de controle utilizado neste experimento foi o Filtered-X LMS normalizado no domínio do tempo, implementado na placa dSPACE DS1104[®] anteriormente utilizada. Assim como nas aplicações anteriores, foi realizada a identificação do caminho acústico entre o atuador de controle e o sensor de erro. Como o microfone estava embutido dentro dos atuadores acústicos e não era possível medir a pressão sonora emitida por um isolador com o microfone de erro embutido no segundo isolador, foram implementados dois controladores independentes (descentralizados) para comandar cada uma das espumas inteligentes.

A faixa escolhida para controle foi de 200Hz a 600Hz, e a comparação entre a curva de resposta em frequência de um sistema identificado é comparada com a resposta medida para o mesmo sistema na Figura 92.

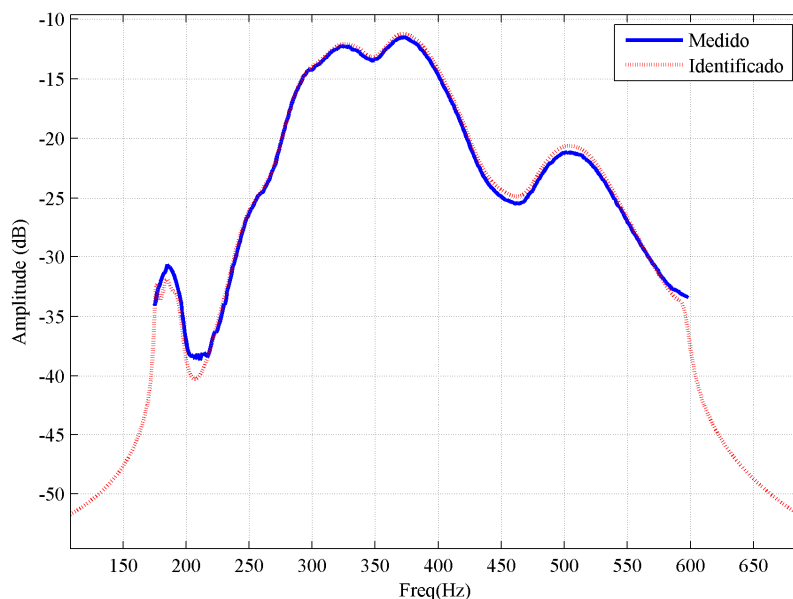


Figura 92 - Identificação do caminho secundário de um dos isoladores híbridos.

Em um primeiro momento, utilizou-se como distúrbio primário para o sistema um ruído branco, para observar o comportamento do controle na faixa identificada quando alimentado por um distúrbio de largo espectro. Infelizmente, o baixo número de atuadores híbridos utilizado fez com que o controle não fosse perceptível em bandas de 1/3 de oitava, sugerindo ainda que a espuma utilizada pelo isolador híbrido apresenta um desempenho no isolamento acústico inferior ao da lã de vidro, como é possível observar no gráfico da Figura 93. Na região entre 260Hz e 270Hz

houve uma pequena melhora no isolamento acústico com o uso da espuma inteligente. Entretanto, a possibilidade de haver um erro de medição nesta faixa é muito grande pela proximidade com o campo próximo.

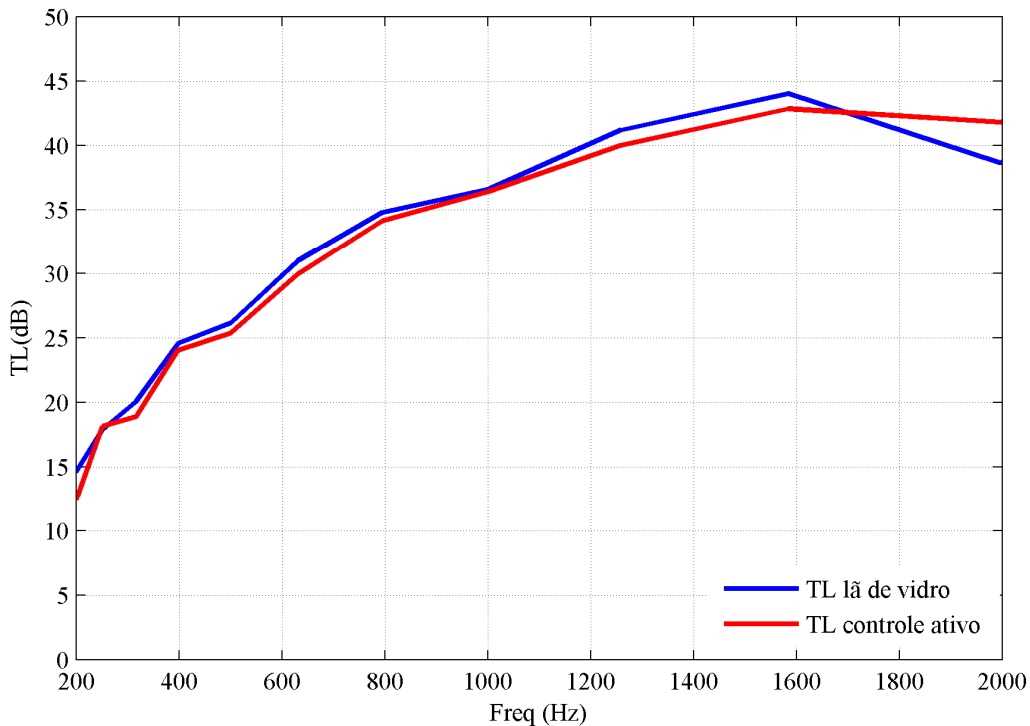


Figura 93 - Perda de transmissão sonora medida no painel reforçado com o uso de lã de vidro ou do isolador híbrido com controle ativo em funcionamento.

Para verificar se houve atuação do controle, um segundo experimento foi conduzido, utilizando como distúrbio primário apenas cinco frequências, o controle passivo será realizado com o próprio isolador híbrido, sem alimentação da lei de controle e a configuração ativa será idêntica, mas com a alimentação dos transdutores do isolador híbrido. A somatória destas cinco frequências será computada pela placa dSPACE DS1003 e enviado como distúrbio primário para a estratégia de controle e simultaneamente para a fonte sonora instalada na câmara reverberante. Neste experimento será possível determinar se o isolador está contribuindo de alguma forma com a TL do painel ou não. Os resultados deste experimento estão no gráfico da Figura 94.

Observando o gráfico da Figura 93 pode-se concluir que apenas duas espumas inteligentes funcionando em um painel reforçado de grandes dimensões não produzem efeitos significativos

que possam ser facilmente visualizados nos gráficos de perda de transmissão sonora. Para obter melhores resultados, além de um maior número de isoladores sugere-se o reposicionamento dos sensores de erro, para próximo dos medidores da pressão sonora que estimará a potência acústica transmitida, apenas para verificar o funcionamento do isolador. Obviamente, uma aplicação deste tipo de isolador com o sensor de erro distante mais de 30cm do isolador não seria viável na maioria das sugestões de uso apontadas no início desta Tese.

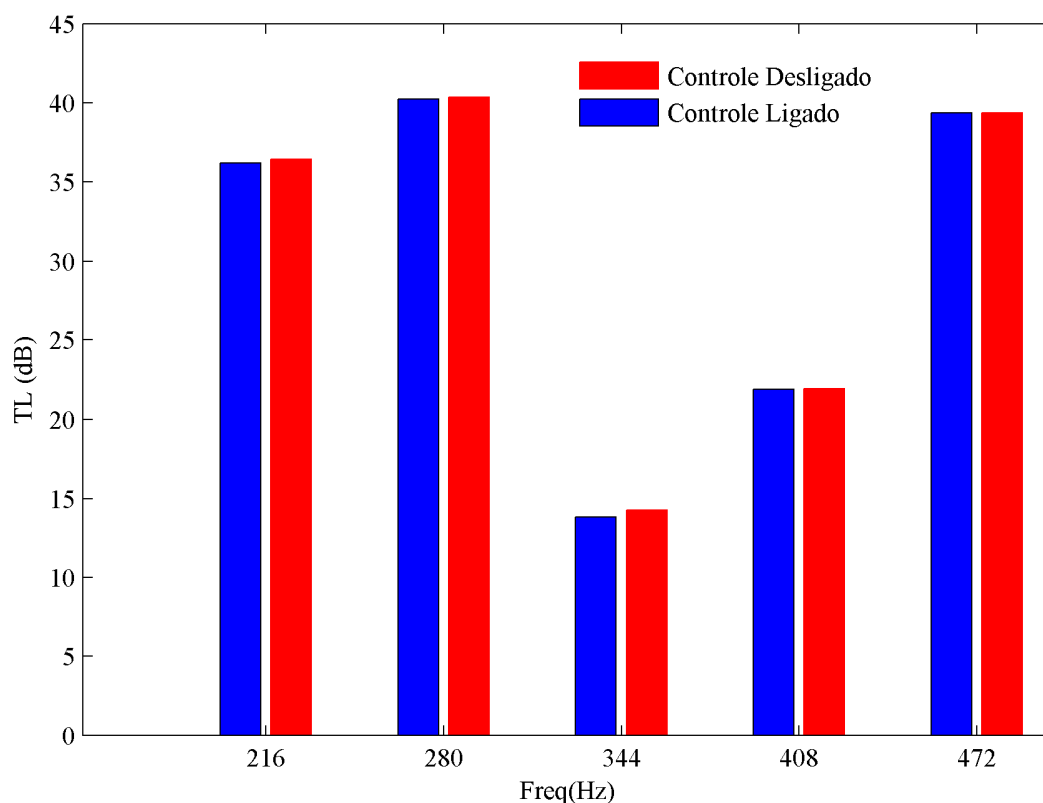


Figura 94 - Perda de transmissão sonora do painel reforçado com e sem o funcionamento do controle ativo.

Ainda para justificar os resultados, vale ressaltar que a área do painel reforçado voltada para a câmara anecóica, desconsiderando as vigas que o reforçavam, era de 1,26m² ao passo que a área de cada espuma inteligente era de 0,0322m². Desta forma, a área do painel coberta pelo tratamento acústico aqui proposto era de 5,1% do total, ao passo que no experimento realizado dentro do tubo de ondas planas 100% da superfície da placa de alumínio estava coberta pela espuma inteligente. Este fato fornece indícios de que os resultados obtidos nas câmaras acústicas podem ser melhorados com a adição de um maior número de espumas inteligentes.

9 CONCLUSÃO

Nesta Tese foram estudadas as possibilidades de se controlar indiretamente a perda de transmissão sonora utilizando uma estratégia de controle extremamente popular no controle ativo de ruídos: o controle preditivo e adaptativo denominado por Filtered-X LMS normalizado, implementado no domínio do tempo e no domínio da frequência.

A partir do terceiro capítulo foram abordados estudos pontuais, fundamentais dentro do assunto principal desta tese, o controle da perda de transmissão sonora. Em virtude desta disposição dos assuntos ao longo do texto, as conclusões que serão apresentadas estão agrupadas na mesma sequência em que aparecem no trabalho. O critério de desempenho utilizado para avaliar experimentos e simulações realizados sempre será a perda de transmissão sonora.

No terceiro capítulo foram apresentados detalhes sobre a implementação dos controladores Filtered-X LMS no domínio do tempo e no domínio da frequência, sendo iniciada uma discussão sobre o tamanho ideal do filtro adaptativo desta estratégia de controle no tratamento de distúrbios sonoros. Após uma simulação numérica utilizando um sistema de dutos de parâmetros concentrados simuladoo concluiu-se que quanto maior o tamanho do filtro, menor será atenuação de um distúrbio aleatório. Este fato está relacionado com o tempo levado pelo controlador para calcular um sinal de controle que cresce na medida em que se aumenta o tamanho do filtro adaptativo, criando uma defasagem entre o sinal utilizado como referência para a estratégia de controle e o sinal de controle propriamente dito.

No quarto capítulo uma nova simulação computacional foi elaborada onde se comprovou a possibilidade do controle indireto da perda de transmissão sonora. Testes com diferentes sinais de referência (aleatório ou periódico) apontaram que a estratégia de controle utilizada (Filtered-X LMS) não é eficaz no controle de distúrbios aleatórios, independentemente da ordem do filtro, embora resultados significativos tenham sido obtidos com a utilização deste mesmo tipo de distúrbio, mas controlado apenas em uma estreita faixa de frequências.

No caso em que uma somatória de treze senos foi utilizada como referência para os controladores LMS concluiu-se que o desempenho de ambas as implementações são semelhantes quando não há incidência de ruído exógeno (ruído branco aditivo) não correlacionado com o problema no sensor de erro dos controladores. Quando existe ruído no sinal de erro, tanto a implementação no domínio do tempo quanto a implementação no domínio da frequência apresentaram queda na eficiência, embora esta última tenha sofrido um pouco menos. De qualquer forma, conclui-se que mesmo em ambientes ruidosos é possível se controlar a perda de transmissão sonora indiretamente.

Para finalizar a etapa de simulação, uma somatória de senos com as fases ajustadas calculado com o auxílio do algoritmo de Schroeder foi testada em condições semelhantes à somatória de senos, mas com o tamanho dos filtros adaptativos bem maiores, de forma que o controle no domínio da frequência pudesse atuar sobre todas as frequências que compunham este sinal de referência. Novamente constatou-se a possibilidade de se controlar indiretamente a perda de transmissão sonora, mesmo na presença de ruído no sinal de erro instantâneo. Neste caso, o controle no domínio da frequência foi consideravelmente mais eficiente do que o controle análogo no domínio do tempo.

No capítulo seguinte foi apresentada a construção de um tubo de ondas planas para o cálculo da perda de transmissão sonora de uma espuma inteligente desenvolvida. Comparações entre as medidas de perda de transmissão sonora experimental e numérica (FEM) de uma placa de alumínio engastada no centro do tubo constataram a validade das medições realizadas pelo tubo de ondas planas construído.

No sexto capítulo foram apresentados os critérios que levaram à forma final da espuma inteligente. Medições da perda de transmissão sonora com o funcionamento do controle ativo indireto foram realizadas e comprovaram a efetividade do atuador proposto. Constatou-se que o Thunder 7R[®] é o transdutor eletromecânico mais eficiente dentre os testados e que uma ranhura para facilitar a flexão no centro da placa de acrílico posicionada entre as partes de espuma que constituem o atuador aumenta a radiação sonora produzida pelo atuador.

No capítulo seguinte o protótipo da espuma inteligente foi testado no tubo de ondas planas com duas implementações distintas do Filtered-X LMS, utilizando como sensores de erro um microfone da G.R.A.S., um sensor de velocidade de partícula da Microflown, um microfone de eletreto com circuito de polarização do mesmo construído no laboratório e um mesmo microfone de eletreto embutido na espuma inteligente. Os três primeiros sensores estavam em um mesmo plano de medição. Sem a incidência de ruído exógeno nos sensores de erro o microfone de eletreto afastado da espuma inteligente produziu os melhores resultados no controle indireto da perda de transmissão sonora, no domínio do tempo e no domínio da frequência. Ao se acrescentar um ruído na medição do erro instantâneo, o microfone de eletreto afastado ainda apresenta melhores resultados que os demais sensores, mas nesta condição ocorrem melhoras significativas no sensor de velocidade de partícula com ambas as implementações do controlador.

Conclui-se que o microfone de eletreto afastado da espuma inteligente é o melhor sensor para este tipo de aplicação. Cabe notar que este microfone é de baixo custo. Não foi encontrada uma explicação para este fato comparando-se as medições obtidas pelo microfone de eletreto e pelo microfone da G.R.A.S..

Também permanece sem esclarecimento o fato de todas as estratégias, independentemente do sensor de erro utilizado, apresentarem melhores resultados no controle indireto da perda de transmissão sonora com a presença de ruído no sinal de erro instantâneo.

No capítulo final é apresentado um teste de aplicação da espuma inteligente em um painel reforçado. Este ensaio foi realizado em um conjunto de câmaras acústicas, o que permitia uma melhor análise do comportamento do atuador proposto em médias e altas frequências. Em virtude do limitado número de espumas inteligentes disponíveis para o ensaio (duas apenas), somente aproximadamente 5% da área do painel reforçado foi revestida com o tratamento acústico proposto. O resultado desta limitação se refletiu nos resultados da perda de transmissão sonora, que praticamente não se diferenciaram com ou sem a espuma ativa.

Em linhas gerais, este trabalho comprovou a possibilidade de se controlar de forma indireta a perda de transmissão sonora, atuando em outras grandezas acústicas mensuráveis, como a pres-

são sonora e a velocidade de partícula. O trabalho ainda propôs um modelo de espuma inteligente funcional para ser aplicado com esta finalidade.

9.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

O estudo do isolador acústico híbrido, batizado como espuma inteligente neste trabalho, ainda se encontra no início e há diversos pontos a serem explorados. O primeiro deles é a exploração dos limites do Thunder 7R[®]. O incremento no deslocamento propiciado pelo Thunder pode provocar um aumento na amplitude do som produzido pela espuma inteligente, favorecendo o controle ativo das baixas frequências.

Ainda sobre o atuador, pode-se desenvolver um estudo do comportamento do mesmo em médias e altas frequências, o que não foi analisado neste trabalho. A otimização do tipo de material de absorção utilizado impactaria diretamente no comportamento do atuador também em baixas frequências, uma vez que ao variar a densidade do material de absorção passivo utilizado estaríamos favorecendo ou dificultando a flexão da placa de acrílico responsável pelo controle ativo de ruídos. Provavelmente existe um meio termo nas propriedades do material passivo que maximize a perda de transmissão sonora pelo controle ativo nas baixas frequências e pelo controle passivo nas demais frequências audíveis.

O desenvolvimento de um isolador híbrido em uma única célula autônoma, contendo sensor do distúrbio primário, sensor de erro e um sistema eletrônico DSP para efetuar o controle foi iniciado neste trabalho com os testes de um sensor de erro de baixo custo para aplicações de controle ativo de ruídos. Como sensor de distúrbio primário uma película de PVDF poderia ser utilizada, uma vez que esta apresenta boas características de sensoriamento. Para finalizar a célula autônoma de controle da perda de transmissão sonora, basta o desenvolvimento do circuito DSP para implementação do controle. Uma vez concluído, este projeto pode ser passível de patente.

Continuando na ideia do desenvolvimento de um isolador acústico híbrido autônomo, poderia ser estudado o efeito do posicionamento de vários isoladores deste tipo um do lado do outro, com o objetivo de se determinar quais os efeitos, caso estes existam, da atuação de uma espuma inteligente no controle ativo da espuma instalada ao lado. Ainda nesta linha de raciocínio, é de

domínio público que os controladores preditivos apresentam ótimo desempenho no controle de ruídos harmônicos e que os controladores por realimentação de saída apresentam bons resultados no controle de distúrbios primários aleatórios. Caso a espuma inteligente autônoma venha a ser desenvolvida, poderia ser estudado o efeito da utilização de estratégias de controle diferentes em espumas vizinhas, por exemplo, em um painel aeronáutico, caso instalássemos uma série de espumas inteligentes lado a lado, intercalando estratégias de controle por realimentação e estratégias de controle preditivo, poderia ser criado desta forma um isolamento acústico eficiente para conter os ruídos sonoros produzidos pelo escoamento da camada limite durante o voo de um avião (ruído de natureza aleatória) e de forma igualmente eficiente conter-se-ia o ruído provocado pelo funcionamento de um motor (que possui algumas componentes periódicas).

Finalizando, a utilização do sinal da intensidade sonora como sinal de erro, conhecido também como controlador ASIC, (DONADON, 2002), para o controle da perda de transmissão sonora é algo que deveria ser abordado.

O controle ativo da perda de transmissão sonora é um assunto em que as pesquisas se encontram no início e, conseqüentemente, ainda em desenvolvimento. Desta forma, existem nesta área tantas possibilidades quanto a imaginação possa permitir.

9.2 PUBLICAÇÕES

Os resultados apresentados nesta tese geraram os seguintes artigos apresentados em congressos:

- Determinação experimental da perda de transmissão sonora em painéis. **XXII Encontro da Sociedade Brasileira de Acústica**, Belo Horizonte, Brasil, 26-29 de novembro de 2008.
- An experimental investigation of a hybrid active/passive panel for increased transmission loss at low frequencies. **Proceedings of the International Conference on Noise and Vibration Engineering (ISMA)**, Leuven, Bélgica, 20-22 de setembro de 2010.

- Performance evaluation of control strategies with different feedforward error sensors in active noise control. **Proceedings of the XIV International Symposium on Dynamic Problems of Mechanics (DINAME)**, Maresias, Brasil, 13-18 de fevereiro de 2011.

Referências

AKL, W.; BAZ, A. Active vibration and noise control using smart foam. **Journal of Vibration and Control**, 12, n. 11, 2006. 1173-1203.

ALI, R.; ROY MAHAPATRA, D.; GOPALAKRISHNAN, S. An analytical model of constrained piezoelectric thin film sensors. **Sensors and Actuators**, n. 116, 2004. 424-437.

ALLARD, J. F. **Propagation of Sound in Porous Media: Modelling Sound Absorbing Materials**. Londres: Elsevier Science Publishers Ltd, 1993. ISBN 1-85166-887-X.

AMERICAN SOCIETY FOR TESTING AND MATERIALS. **E90-04 - Standard test method for laboratory measurement of airborne sound transmission loss of buildings partitions and elements**. 2004.

AMERICAN SOCIETY FOR TESTING AND MATERIALS. **E1050-10: Standard Test Method for Impedance and Absorption of Acoustical Materials Using A Tube, Two Microphones and A Digital Frequency Analysis System**. 2010.

ARRUDA, J. R. F. Multisine Multiexcitation in Frequency Response Function Estimation. **AIAA Journal**, 1, n. 31, 1993. 215-216.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 10152 - Níveis de ruído para conforto acústico**. Rio de Janeiro. 2000.

BAILEY, T.; HUBBARD, J. E. Distributed polymer active vibration control of a cantilever beam. **Journal of Guidance, Control and Dynamics**, 1985. 605-611.

BARRON, R. F. **Industrial Noise Control and Acoustics**. 1ª Edição. ed. Nova Yorque: Marcel Dekker Inc., 2003.

BLEVIN, R. D. **Formulas for Natural Frequency and Mode Shape**. Ed. Krieger Pub Co, 1979.

BRASIL - MINISTÉRIO DO TRABALHO. **NR - 15**. Aprova as Normas Reguladoras - NR - do Capítulo V, Título II, da Consolidação das Leis do Trabalho, relativas a Segurança e Medicina do Trabalho. Portaria MTB n. 3214 de 08 de junho de 1978.

BURGESS, J. C. Active Adaptive sound control in a duct: A computer simulation. **Journal of Acoustical Society of America**, n. 70, 1981. 715-726.

CALLISTER, J. R.; GEORGE, A. R.; FREEMAN, G. E. An empirical scheme to predict the sound transmission loss of single-thickness panels. **Journal of Sound and Vibration**, 1, n. 222, 1999. 145-151.

CRAWLEY, E. F.; DE LUIS, J. Use of piezoelectric actuators as element of intelligent structures. **AIAA Journal**, 1987. 1373-1385.

DONADON, L. V. **Análise Teórica e Experimental de Estratégias de Controle Ativo de Ruído**. 2002. 290p. Tese (Doutorado) - Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas. Campinas.

DONADON, L. V.; SIVIERO, D. A.; CAMINO, J. F.; ARRUDA, J. R. F. Comparing a Filtered-X LMS and an H2 controller for the attenuation of the sound radiated by a panel. **Proceedings of the International Conference on Noise and Vibration Engineering**, Leuven, 2006.

DONADON, L. V.; SIVIERO, D. A.; PASQUAL, A. M.; ARRUDA, J. R. F. Determinação experimental da perda de transmissão sonora em painéis. **XXII Encontro da Sociedade Brasileira de Acústica**, Belo Horizonte, 26 a 29 nov. 2008.

DOYLE, J. F. **Wave Propagation in Structures: spectral analysis using fast discrete Fourier transforms**. Ed. Springer, 1997.

ELLIOTT, S. J.; NELSON, P. A. Active Noise Control. **IEEE Signal Processing Magazine**, Outubro 1993. 12-35.

EVEREST, F. A. **Master Handbook of Acoustic**. Ed. McGraw-Hill, 2001.

- FAHY, F. J. **Foundations of Engineering Acoustics**. Ed. Academic Press, 2001.
- FORGEL, L. J. **Method of improving intelligence under random noise interference**. US patent 2.866.848, 30 Dezembro 1958.
- FORGEL, L. J. **Apparatus for improving intelligence under high ambient noise levels**. US patent 2.966.549, 27 Dezembro 1960.
- FORGEL, L. J. **System for improving intelligibility**. US patent 2.920.138, 5 Janeiro 1960.
- FULLER, C. R.; GUIGOU, C.; GENTRY, C. A. Foam-PVDF smart skin for active control of sound. **Journal of Acoustical Society of America**, San Diego, 2721, 1996. 26-37.
- GARDONIOR, P.; ELLIOTT, S. J. Passive and active isolation of structural vibration between two plates connected by a set of mounts. **Journal of Sound and Vibration**, 3, n. 237, 2000. 483-511.
- GENTRY, C. A.; GUIGOU, C.; FULLER, C. R. Smart foam in passive-active noise radiation control. **Journal of Acoustical Society of America**, 101, 1996.
- GENTRY, C. A.; GUIGOU, C.; FULLER, C. R. Smart-Foam for applications in passive-active noise radiation control. **Journal of Acoustical Society of America**, 4, n. 101, 1997. 1771-1778.
- GUICKING, D. On the invention of active noise control by Paul Lueg. **Journal of Acoustical Society of America**, 87, 1990.
- GUIGOU, C.; FULLER, C. R. Control of aircraft interior broadband noise with foam-pvdf smart skin. **Journal of Sound and Vibration**, 3, n. 220, 1999. 541-557.
- HUALLPA, B. N.; ARRUDA, J. R. D. F. Theoretical and experimental acoustic modal analysis of reactive filters in piping systems. **XV COBEM**, 1, n. 9, 1999.
- INTERNATIONAL CIVIL AVIATION ORGANIZATION. **Resolutions adopted at the 36th session of assembly provisional edition**. Resolução A36-22. Apêndices C, D, E, F e G. Montreal, 2007.

INTERNATIONAL ORGANIZATION FOR STANDARDIZATION. **ISO140-3: Acoustics - Measurement of sound insulation in buildings and of buildings elements -- Part III: Laboratory measurements of airborne sound insulation of buildings elements.** Geneva. 1995.

JACOBSEN, F.; POULSEN, T.; RINDEL, J. H.; GADE, A. C.; OHLRICH, M. **Fundamentals of Acoustics and Noise Control.** Orsted, 2009. ISBN 31200.

JUANG, J.; PAPPA, R. An eigensystem realization algorithm for modal parameter identification and model reduction. **Journal of Guidance, Control and Dynamics** , 5, n. 8, 1985.

KINSLER, L. E.; FREY, A. R.; COPPENS, B. A.; SANDERS, V. J. **Fundamentals of Acoustics.** 4a Edição. Ed. John Wiley & Sons, 1999.

KUNDU, A.; BERRY, A. Active control of transmission loss with smart foams. **Journal of Acoustic Society of America**, 2, n. 129, 2011. 726-740.

KUO, S. M.; MORGAN, D. R. **Active Noise Control System:** Algorithms and DSP implementations. Ed. John Wiley and Sons, Inc, 1996.

KUO, S. M.; MORGAN, D. R. Active Noise Control: A Tutorial Review. **Proceedings of the IEEE**, 87, n. 6, 1999. 943-973.

LEROY, P.; ATALLA, N.; BERRY, A.; HERZOG, P. Three dimensional finite element modeling of smart foam. **Journal of Acoustical Society of America**, 6, n. 126, 2009. 2873-2885.

LEROY, P.; BERRY, A.; HERZOG, P.; ATALLA, N. Experimental study of a smart foam sound absorber. **Journal of Acoustical Society of America**, 1, n. 129, 2011. 154-164.

MA, K.; MELCHER, J. Adaptive control of structural acoustics using intelligent structures with embedded piezoelectric patches, n. 9, 2003. 1285-1302.

MCLNEMY, S. A.; ÖLÇMEN, S. M. High-intensity rocket noise: Nonlinear propagation, atmospheric absorption, and characterization. **Journal of Acoustical Society of America**, 2, n. 117, 2005. 578-591.

MORGAN, D. R. An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path. **IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing, ASSP**, n. 28, 1980. 454-467.

NARAYANAN, S.; SOMASUNDARAM, L. Active vibration control of beams and plates with piezoelectric materials. **Proceedings of SPIE**, Bangalore, India, 3321, n. 185, 1998.

OLIVIERI, O.; BOLTON, J. S.; YOO, T. Measurement of transmission loss of materials using a standing wave tube. **Proceedings of the 35th International Congress on Noise Control Engineering**, Honolulu, USA, n. 35, 2006.

OPPENHEIN, A. V.; SCHAFER, R. W.; BUCK, J. R. **Discrete-time signal processing**. Ed. Prentice-Hall, 1999.

SANDERS, J.; KANDROT, E. **CUDA by Example: An Introduction to General-Purpose GPU Programming**. 1a Edição. Ed. Addison-Wesley Professional, 2010.

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, 2006. 492-511.

SHEN, Q.; SPANIAS, A. Time and frequency domain X-Blocks LMS algorithms for single channel active noise control. **Proceedings of 2nd International Congress of Recent Developments in Air end Structure-Bourne Sound Vibration**, 1992. 353-360.

SIVIERO, D. A.; GOLDSTEIN, A. L.; SOUZA, S. L.; ARRUDA, J. R. F.; COSER, L. F. An experimental investigation of a hybrid active/passive panel for increased transmission loss at low frequencies. **Proceedings of the International Conference on Noise and Vibration Engineering (ISMA)**, 2010.

SONG, B. H.; BOLTON, J. S. A transfer-matrix approach for estimating the characteristic impedance and wave numbers of limp and rigid porous materials. **Journal of Acoustic society of America**, 107, n. 3, 2000.

TANNEAU, O. **Modélisation de panneaux d'isolation aéronautiques**. 2004. Tese (Doutorado) - Universidade Pierre & Marie Curie - Paris VI. Paris, p. 163.

TRAN, J.; CAREY, J. Passive noise control - an engineering challenge, 39, n. 8, 2005. 6-9.

WIDROW, B.; GLOVER, A. L.; McCOOL, J. M.; KAUNITZ J.; WILLIAMS, C. S.; HERN, R. H.; ZEIDLER, J. R.; DONG, E.; GOODING, R. C. Adaptive noise canceling: Principles and applications. **Proceedings of IEEE**, n. 63, 1975. 1692-1716.

WIDROW, B.; STEARNS, S. D. **Adaptive Signal Processing**. Ed. Prentice Hall, 1985.

WILLIAMS, A. D.; DOMME, D. J.; ARDELEAN, E. V.; HENDERSON, B. K. Hybrid acoustically layered foam (HALF) foam for improved low-frequency acoustic mitigation for launch fairings. **Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering**, 6525, 2007.

Apêndice A – Programas desenvolvidos durante o trabalho

Neste capítulo serão listados os programas desenvolvidos durante os trabalhos seguindo a ordem de citação. O primeiro programa listado cria o sistema de dutos com duas cavidades utilizado nos testes com o tamanho do filtro adaptativo do controlador Filtered-X LMS normalizado, utilizado no capítulo “Os controladores Filtered-x LMS”.

```
% Programa que cria um modelo de estados baseado no sistema de dutos do
%% CAPÍTULO 3
%% Diego A. Siviero - Última Revisão: 06/06/2011

close all;
clear all; %Fecha as janelas, limpa a memória e a linha de comando
clc;

%Carrega dados do problema de dutos
rho=1.21;
c=343;

%Características dos dutos do sistema:
d1=0.05;
d2=0.05; %em m
d3=0.05;

S1=pi*(d1/2)^2;
S2=pi*(d2/2)^2; % em m
S3=pi*(d3/2)^2;

L1=0.30;
L2=0.20; %em m
L3=0.30;

L1c=L1+1.5*(d1/2);%um lado simples e o outro flangeado
L2c=L2+1.7*(d2/2);%ambos lados flangeados
L3c=L3+1.5*(d3/2);%um lado simples e o outro flangeado

%Características das cavidades
dc1=0.18;
dc2=0.18; %diâmetro das cavidades em m
Lc1=0.10;
Lc2=0.10; %comprimento das cavidades em m

V1=(pi*(dc1/2)^2)*Lc1;
V2=(pi*(dc2/2)^2)*Lc2; %Volume das cavidades em m^3
C1=V1/(rho*c^2);
C2=V2/(rho*c^2); % Compliância acústica das cavidades
```



```

M1=rho*L1/S1;
M2=rho*L2/S2;
M3=rho*L3/S3;

% Montagem das matrizes:
K=[1/M1+1/M2  -1/M2
   -1/M2    1/M2+1/M3 ];
M=[C1  0
   0  C2];

Cc=0.0001*K+0.0001*M;

A=[zeros(size(K)) eye(size(K)); -inv(M)*K -inv(M)*Cc]; %planta
B=[0 0;0 0;inv(M)];
C=[eye(size(K)) zeros(size(K))];
D=zeros(size(K));
P=ss(A,B,C,D); %passando para o modelo de estado
ts=0.0004; %periodo da amostragem
sysd=c2d(P,ts); %passando do tempo contínuo para o discreto
[Ad,Bd,Cd,Dd]=dssdata(sysd);

Ac=A; %planta do atuador de controle
Bc=B(:,2); %entrada do atuador de controle
Cc=C(1,:); %sensor de erro na cavidade 1
Dc=0;
Pc=ss(Ac,Bc,Cc,Dc); %Definindo a planta do controlador
syscd=c2d(Pc,ts); %Passando do espaço contínuo para o discreto
[Ac,d,Bcd,Ccd,Dcd]=dssdata(syscd);

%Verificando as freq. naturais

[PhiI,w2I]=eig(K,M);
freqnat=diag(sqrt(w2I))/(2*pi)

```

Carregadas as matrizes do modelo de estados do sistema de dutos, a simulação de aplicação dos controladores ocorreu dentro da ambiente Simulink[®]. O programa criado está apresentado na Figura 95, onde o distúrbio primário aplicado à planta consiste em um ruído branco. Os blocos “Saída 1” e “Saída 2” desta implementação armazenavam os dados discretos da pressão sonora obtida nas cavidades do sistema acústico em um vetor. Para se determinar o quanto o controlador atuou, foram armazenados os vetores de pressão sonora nas cavidades com e sem a atuação do controle. Na Figura 96 está detalhada a implementação da estratégia de controle Filtered-X LMS no domínio do tempo. Ainda na Figura 96 as entradas “2” e “3” são relacionadas a etapa de adaptação do filtro do controlador e a entrada “1” é relacionada com a etapa de filtragem do sinal de

referência para a formulação da lei de controle. Apenas para prevenir possíveis erros numéricos, na etapa onde ocorre a definição do denominador do algoritmo de adaptação (centro da Figura 96), foi adicionada uma constante muito pequena (1.10^{-8}) a este denominador para impedir uma eventual divisão por zero, o que impediria a execução do programa do controlador.

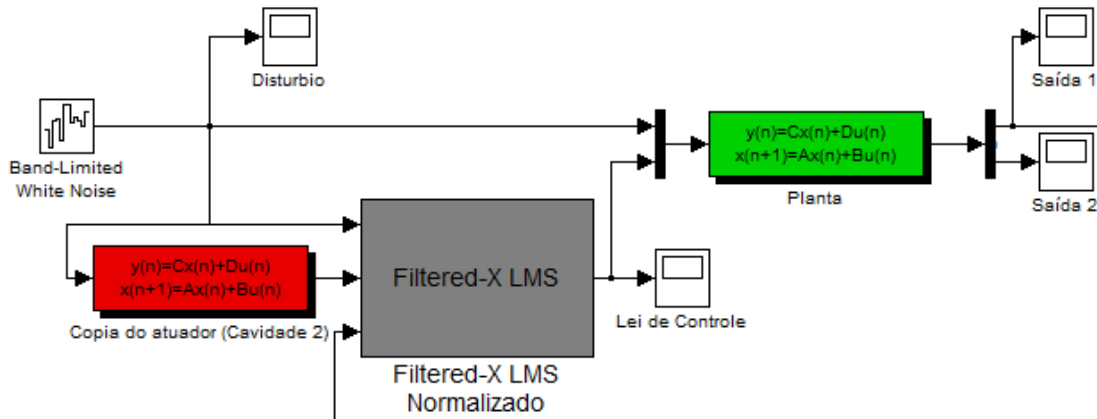


Figura 95 - Diagrama de blocos do controlador Filtered-X LMS normalizado implementado no Simulink® para o controle do sistema de dutos.

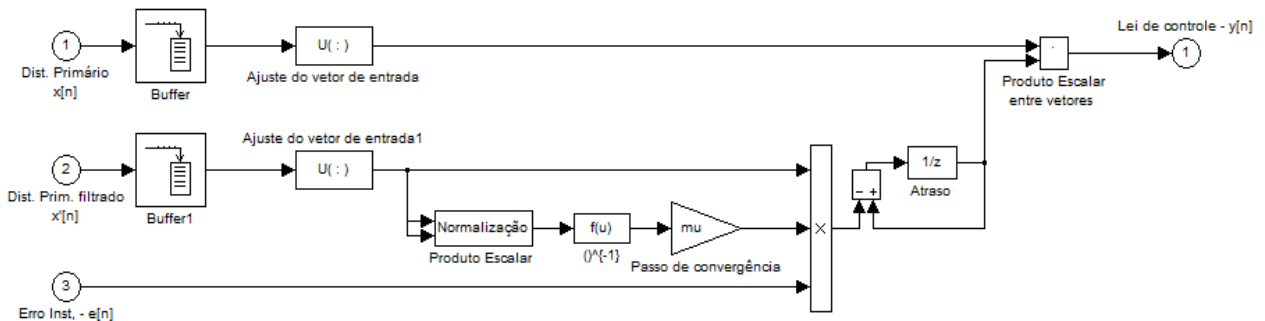


Figura 96 - Sistema implementado dentro do bloco Filtered-X LMS normalizado.

A variação do tamanho do filtro FIR desta estratégia de controle se dá pela variação do tamanho do “Buffer” visto na Figura 96. Este bloco armazena o número de amostras igual ao número de ganhos desejado para o filtro FIR e envia em sua saída um vetor com estes dados. Este “Buffer” está configurado para após a emissão do primeiro vetor de amostras do sinal de entrada, apenas descartar o valor da amostra mais antiga e acrescentar uma nova amostra no final do vetor. Com isto, o maior atraso na armazenagem destes dados se dá na formação apenas do primeiro vetor. Nos demais, a cada nova amostra, é enviado um novo vetor.

O programa que computa a atenuação em dB do sinal da pressão sonora RMS em cada cavidade está na listagem a seguir:

```

%% Programa comparador de eficiência de controles FX-LMS normalizado
%% Aplicado ao problema dos dutos acústicos

clear all
close all %Limpa a memória, fecha as janelas abertas
clc

load ('resposta.mat') %Carrega o vetor de pressão sonora da cavidade
SC=0; %onde estava posicionado o sensor de erro
C4=0;
C6=0;
C8=0;
C16=0;
C32=0;
C64=0;
C128=0;
C256=0;
C512=0;
C1024=0;
C2048=0;

% SC - Sem controle
% Cx - Com controle FX-LMS com filtro FIR de tamanho x.

%% Computa a pressão sonora RMS
for i=1:length(Sem_controle)
    SC = SC + (Sem_controle(i,2))^2;
    C4= C4 + (Ctrl_L4_u_01(i,2))^2;
    C6= C6 + (Ctrl_L6_u_01(i,2))^2;
    C8=C8 + (Ctrl_L8_u_01(i,2))^2;
    C16=C16 + (Ctrl_L16_u_01(i,2))^2;
    C32=C32 + (Ctrl_L32_u_01(i,2))^2;
    C64=C64 + (Ctrl_L64_u_01(i,2))^2;
    C128= C128 + (Ctrl_L128_u_01(i,2))^2;
    C256=C256 + (Ctrl_L256_u_01(i,2))^2;
    C512=C512 + (Ctrl_L512_u_01(i,2))^2;
    C1024=C1024 + (Ctrl_L1024_u_01(i,2))^2;
    C2048=C2048 + (Ctrl_L2048_u_01(i,2))^2;
end

RMS_sc = sqrt(SC/length(Sem_controle));
RMS_L4 = sqrt(C4/length(Ctrl_L4_u_01));
RMS_L6 = sqrt(C6/length(Ctrl_L6_u_01));
RMS_L8 = sqrt(C8/length(Ctrl_L8_u_01));
RMS_L16 = sqrt(C16/length(Ctrl_L16_u_01));
RMS_L32 = sqrt(C32/length(Ctrl_L32_u_01));
RMS_L64 = sqrt(C64/length(Ctrl_L64_u_01));
RMS_L128 = sqrt(C128/length(Ctrl_L128_u_01));
RMS_L256 = sqrt(C256/length(Ctrl_L256_u_01));

```

```

RMS_L512 = sqrt(C512/length(Ctrl_L512_u_01));
RMS_L1024 = sqrt(C1024/length(Ctrl_L1024_u_01));
RMS_L2048 = sqrt(C2048/length(Ctrl_L2048_u_01));

%% Calculo da atenuação em dB

L4 = 20*log10(RMS_sc/RMS_L4);
L6 = 20*log10(RMS_sc/RMS_L6);
L8 = 20*log10(RMS_sc/RMS_L8);
L16 = 20*log10(RMS_sc/RMS_L16);
L32 = 20*log10(RMS_sc/RMS_L32);
L64 = 20*log10(RMS_sc/RMS_L64);
L128 = 20*log10(RMS_sc/RMS_L128);
L256 = 20*log10(RMS_sc/RMS_L256);
L512 = 20*log10(RMS_sc/RMS_L512);
L1024 = 20*log10(RMS_sc/RMS_L1024);
L2048 = 20*log10(RMS_sc/RMS_L2048);

%% plotando os resultados
bar([L4 L6 L8 L16 L32 L64 L128 L256 L512 L1024 L2048; ...
    0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0])
legend('L = 4', 'L = 6', 'L = 8', 'L = 16', 'L = 32', 'L = 64', 'L = 128', 'L = 256', 'L = 512', 'L = 1024', 'L = 2048', 'Location', 'Northeast')
axis([0.5 1.5 8 22.5])
set(gca, 'XTick', [4 6 8 16 32 64 128 256 512 1024 2048]);
ylabel('Atenuação (em dB)')

```

No capítulo “Simulação computacional do problema”, o programa listado a seguir cria a planta primária do sistema de dutos utilizado no cálculo da TL no Capítulo 4. As plantas secundária e secundária com distúrbio no sinal do erro instantâneo são obtidas a partir do mesmo programa, apenas substituindo a entrada do grau de liberdade 1 para os graus de liberdade 5 e 6 respectivamente. Foi optado pela construção destes três programas devido ao processo de identificação que dá origem ao modelo de estado da planta global. Como a identificação necessita das funções de transferência entre uma das entradas em relação às quatro saídas, em cada programa temos uma das três possíveis entradas ativas (respectivamente, distúrbio primário, distúrbio secundário e fonte de distúrbio não correlacionado ao problema de controle próximo aos sensores de erro). A fonte de distúrbio próxima aos sensores de erro foi considerada como uma terceira entrada devido ao desejo de se inserir um distúrbio no campo acústico dos sensores de erro. Como é esperado que esta fonte também afetasse os pontos de tomada de pressão, considera-se esta como a terceira entrada do sistema. A junção dos três sistemas identificados em um sistema global é realizada no Simulink[®], como foi mostrado na Figura 18, no Capítulo 4.

```

% Modelo de uma mufla simples
% com terminação infinita ("throw-off")
% Calculo da planta primária - Excitação na entrada do tubo 1

clc
clear all
close all
warning('off')

L=0.2;
c=343;
rho=1.2;
f=4:4:3200;
a=1.375*2.54/100; % raio do tubo
A=pi*a^2; % área do tubo
am=6.035*2.54/100; % raio da mufla
Am=pi*am^2; % área da mufla
Lm=8*2.54/100; % comprimento da mufla
l=0.001; %comprimento da restrição
r = 0.005; %raio da restrição
rm = pi*r^2; %área da restrição
w=2*pi*f;
N=length(f);
im=sqrt(-1);
P1=zeros(size(f));
P2=P1;
V1=P1;
V2=P1;
Wi=P1;
Wt=P1;
Wir=P1;
Wtr=P1;

for n=1:N,
    k=w(n)/c;
    K=zeros(8,8); % K do problema
    Kt=K_duct2n(w(n),rho,c,A,L);
    % primeiro trecho de L m
    K(1:2,1:2)=Kt;
    % segundo trecho de L m
    K(2:3,2:3)=K(2:3,2:3)+Kt;
    % terceiro trecho de L m
    K(3:4,3:4)=K(3:4,3:4)+Kt;
    % quarto trecho - restrição
    Kr=K_duct2n(w(n),rho,c,rm,l);
    K(4:5,4:5)=K(4:5,4:5)+Kr;
    % mufla
    Km=k_duct2n(w(n),rho,c,Am,Lm);
    K(5:6,5:6)=K(5:6,5:6)+Km;
    % quinto trecho de L m
    K(6:7,6:7)=K(6:7,6:7)+Kt;
    % quarto trecho de L m
    K(7:8,7:8)=K(7:8,7:8)+Kt;
    % tubo infinito
    Ki=k_duct1n(w(n),rho,c,A);
    K(8,8)=K(8,8)+Ki;
end

```

```

% Entrada
% Para a planta secundária U = [0 0 0 0 1 0 0 0]
% Para a planta secundária com distúrbio no erro U = [0 0 0 0 0 1 0 0]
U=[1 0 0 0 0 0 0 0]';
% Solucao
p=K\U;

AA=(p(2)-p(3)*exp(-im*k*L))/(1-exp(-im*2*k*L));
Wi(n)=(abs(AA)^2/(2*rho*c))*A; %Pot_incidente = Intensidade * Área
CC=(p(7)-p(8)*exp(-im*k*L))/(1-exp(-im*2*k*L));
Wt(n)=(abs(CC)^2/(2*rho*c))*A; %Pot_transmitida = Intensidade * Área
%Calculo das Funções de Transferência
D=inv(K);
if isnan(D(2,1))
    D21(n)=0; %converte o NaN da freq 0 em
else
    D21(n)=D(2,1);
end

if isnan(D(3,1))
    D31(n)=0; %converte o NaN da freq 0 em
else
    D31(n)=D(3,1);
end

if isnan(D(7,1))
    D71(n)=0; %converte o NaN da freq 0 em
else
    D71(n)=D(7,1);
end

if isnan(D(8,1))
    D81(n)=0; %converte o NaN da freq 0 em
else
    D81(n)=D(8,1);
end

end

TL=10*log10(abs(Wi./Wt));
figure(1)
plot(f,TL,'k')
axis([0 3000 -1 90])

%período de amostragem considerando Nychist
dt = 1/(2*max(f));

%Vetor de entrada primaria - Domínio da Frequência no formato [Obs., Ent.]
U = ones(length(f),1);

%Vetor de saída primaria - Domínio da Frequência no formato [Obs., Saída]
Y = [D21.',D31.',D71.',D81.'];

%Criando Bloco de dados do sistema para identificação
DADOS = iddata(Y,U,dt,'Frequency',2*pi*f);

```

```

%Identificando utilizando o método do subespaço
Model = n4sid(DADOS,50,'foc','sim'); %Gera modelo de ordem 50

%Extraindo as Matrizes de estado
A = Model.A;
B = Model.B;
C = Model.C;
D = Model.D;

%Testando o Resultado
SYS_ID = ss(A,B,C,D,dt);
%SYS_ID = balreal(SYS_ID);
RESP = freqresp(SYS_ID,2*pi*f);

for i=1:length(f)
    RESP21(i)=RESP(1,1,i);
    RESP31(i)=RESP(2,1,i);
    RESP71(i)=RESP(3,1,i);
    RESP81(i)=RESP(4,1,i);
end

%plotando as comparações

figure(2)
subplot(4,2,1)
plot(f,20*log10(abs(D21)),f,20*log10(abs(RESP21)))
title('Planta primária - Saída P1')
ylabel('Magnitude (dB)')
set(gca,'XTickLabel',[])
axis([0 3000 60 145])
grid on

subplot(4,2,3)
plot(f,180*angle(D21)/pi,f,180*angle(RESP21)/pi)
set(gca,'XTickLabel',[])
ylabel('Fase (deg)')
axis([0 3000 -200 200])
grid on

subplot(4,2,5)
plot(f,20*log10(abs(D31)),f,20*log10(abs(RESP31)))
title('Planta primária - Saída P2')
ylabel('Magnitude (dB)')
set(gca,'XTickLabel',[])
axis([0 3000 60 145])
grid on

subplot(4,2,7)
plot(f,180*angle(D31)/pi,f,180*angle(RESP31)/pi)
ylabel('Fase (deg)')
xlabel('Freq')
axis([0 3000 -200 200])
grid on

```

```

subplot(4,2,2)
plot(f,20*log10(abs(D71)),f,20*log10(abs(RES71)))
title('Planta primária - Saída P3')
set(gca,'XTickLabel',[])
axis([0 3000 60 145])
grid on

subplot(4,2,4)
plot(f,180*angle(D71)/pi,f,180*angle(RES71)/pi)
set(gca,'XTickLabel',[])
axis([0 3000 -200 200])
grid on

subplot(4,2,6)
plot(f,20*log10(abs(D81)),f,20*log10(abs(RES81)))
title('Planta primária - Saída P4')
set(gca,'XTickLabel',[])
axis([0 3000 60 145])
grid on

subplot(4,2,8)
plot(f,180*angle(D81)/pi,f,180*angle(RES81)/pi)
legend('Resp. Teórica','Resp. Identificada',...
'Orientation','horizontal','Location','SouthOutside')
legend('boxoff')
xlabel('Freq (Hz)')
axis([0 3000 -200 200])
grid on

save planta_primaria A B C D dt

run('./cria_planta_secundaria.m') %inicia o próximo programa

```

O controle no domínio do tempo da planta global deste sistema é realizado com o controlador Filtered-X LMS normalizado já ilustrado neste anexo, com uma pequena modificação. Não é desejado que o sistema se adaptasse durante as medições da pressão sonora nos pontos “P1” a “P4”, então é acrescentada uma chave automática na entrada do sinal de erro instantâneo do algoritmo de adaptação de forma que este erro seja zero após um determinado número de amostras. Uma vez que o erro é nulo, não há modificações nos ganhos do filtro adaptativo, não variando o controlador nem a pressão sonora medida nos microfones “P3” e “P4”. O tempo total de simulação foi de 50s e o intervalo de amostragem utilizado foi 1,5625e-4s. A chave automática alterava sua posição após 287999 amostras, ou após 44,99s. Os sinais gravados para o posterior cálculo da FRF eram obtidos a partir dos últimos 5s de medição. Observe que houve um intervalo de duas amostras entre a interrupção da adaptação e o início da aquisição dos sinais que seriam salvos.

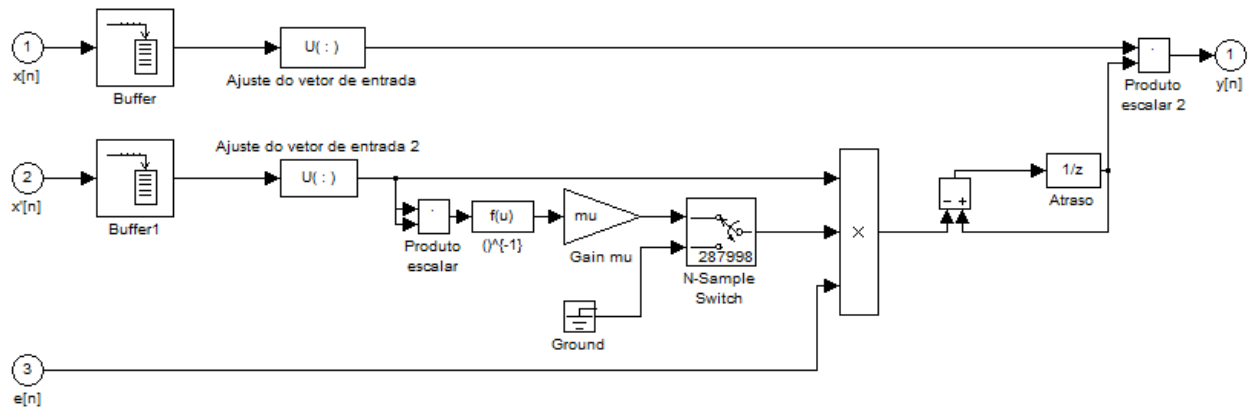


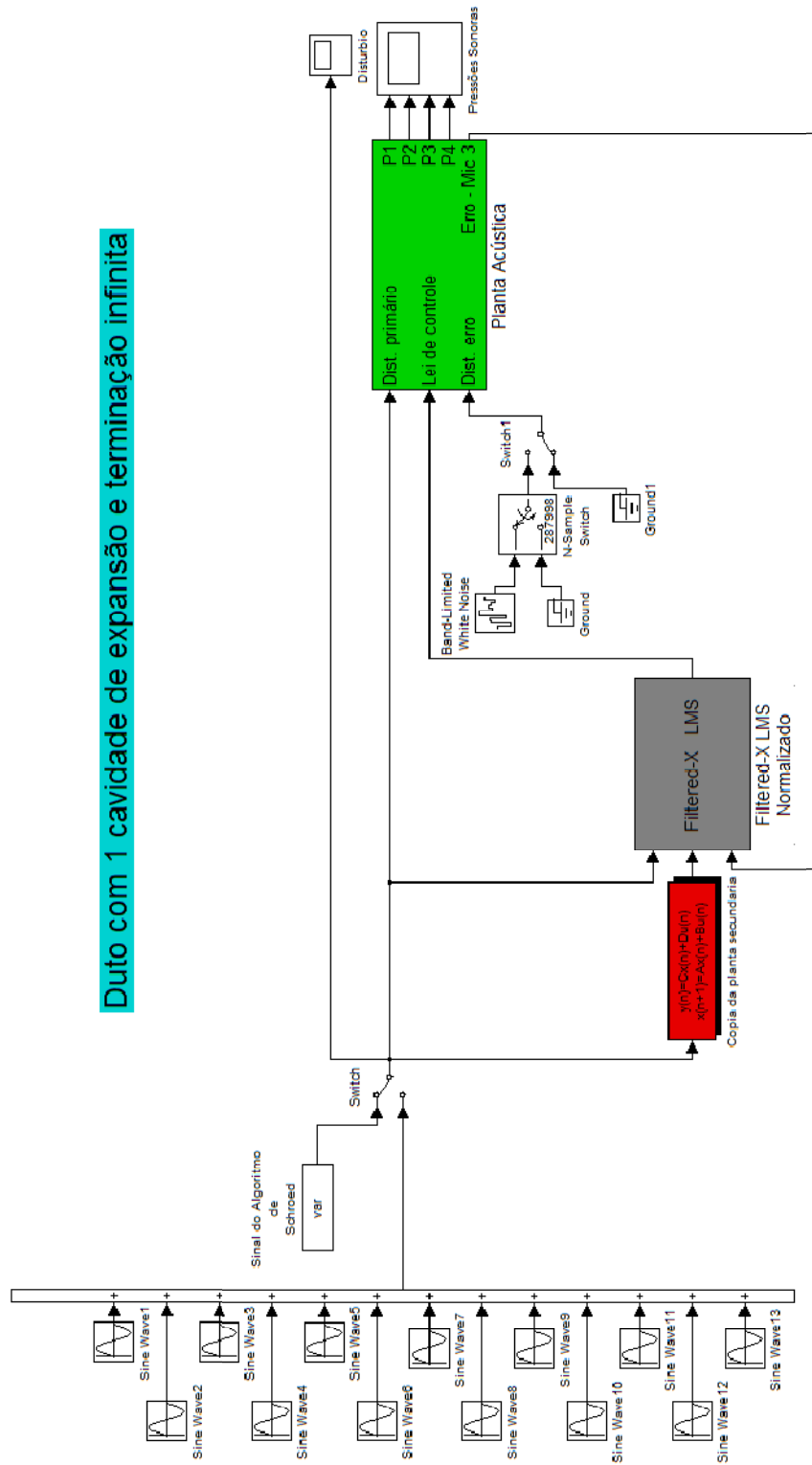
Figura 97 - Diagrama da implementação do Filtered-X LMS normalizado no Simulink®.com desligamento automático do sinal de erro instantâneo.

Assim como era desejado que o controlador não se adaptasse durante a medição das pressões sonoras utilizadas na estimativa da perda de transmissão sonora, também não é desejável que o distúrbio exógeno aplicado ao sensor de erro permaneça ativo durante a medição da FRF entre a fonte primária e os pontos de tomada de pressão, uma vez que o objetivo deste distúrbio exógeno é a análise de quanto este penaliza a adaptação das diferentes implementações de controle. A mesma solução para a interrupção do sinal de erro instantâneo ilustrada na Figura 97 é utilizada para interromper o distúrbio exógeno.

Observe que o sistema de duto controlado na Figura 98 é alimentado por uma somatória de senos ou por um sinal multisseno com fases ajustadas para que o espectro deste sinal seja plano dentro de uma faixa de frequências escolhida. O ajuste das fases é realizado utilizando o algoritmo de Schroeder. Este sinal é calculado e armazenado na área de trabalho do Matlab® e exportado para o Simulink® onde o mesmo é reproduzido continuamente. Antes da utilização deste sinal, foi utilizado um ruído branco como distúrbio primário do sistema, não produzindo bons resultados para a faixa de frequências analisadas (entre 1Hz e 3000Hz).

O programa que cria o sinal multisseno foi implementado pelo Prof. Dr. J. R. F. Arruda e está listado a seguir.

O controlador Filtered-X LMS no domínio da frequência e normalizado foi aplicado ao mesmo problema do duto no Simulink® na Figura 99.



Duto com 1 cavidade de expansão e terminação infinita

Figura 98 - Implementação do controlador Filtered-X LMS normalizado na simulação computacional de controle indireto da TL.

```

% schroed.m
% creates multisine signal with unity RMS amplitude
% over desired frequency range using Schroeder's algorithm
% Arruda, J.R.F., "Multisine Multiexcitation in FRF Estimation",
% AIAA Journal 31(1):215-216
% use:
%     [x]=schroed(N,k1,k2);
%
%     N: No. of time samples
%     k1: normalized initial frequency (k1<k2)
%     k2: normalized final frequency (k2<N/2-1)
%
function x=schroed(N,k1,k2);

if k2 <= k1 | k2 > N/2 | N < 4;
    fprintf(' Inconsistent input data ! \n');
    stop;
end;

x=zeros(N,1);
t=0:N-1;
t=t';
for k=k1:k2,
    phik=2*pi*((k^2+k-k1^2+k1)/(2*(k2-k1+1)));
    x=x+cos(2*pi*k*t/N+phik*ones(size(t)));
end

rms=sqrt((x'*x)/N);
x=x/rms;
x=x';

```

Observe que na aplicação do controle no domínio da frequência utilizamos os mesmos sinais de distúrbio primário e distúrbio exógeno aplicado nas proximidades do sensor de erro. As mesmas considerações sobre a duração da etapa de adaptação dos ganhos dos filtros adaptativos e sobre a duração do distúrbio aplicado aos sensores de erro na implementação no domínio do tempo são válidas na implementação no domínio da frequência. O bloco do controlador está detalhado na Figura 100. Observe que nesta figura, antes dos sinais entrarem e saírem do bloco que representa o algoritmo de adaptação e filtragem eles passam por uma mudança de domínio. Nos blocos onde ocorrem estas mudanças é utilizada a transformada rápida de Fourier (FFT) para passar do domínio do tempo discreto para o domínio da frequência e a transformada rápida de Fourier inversa (iFFT) para percorrer o caminho contrário. A Figura 101 e a Figura 102 ilustram a implementação destes algoritmos de mudança de domínio.

O algoritmo de adaptação e filtragem do distúrbio primário do controlador no domínio da frequência é ilustrado na Figura 103.

Duto com 1 cavidade de expansao e terminacao infinita

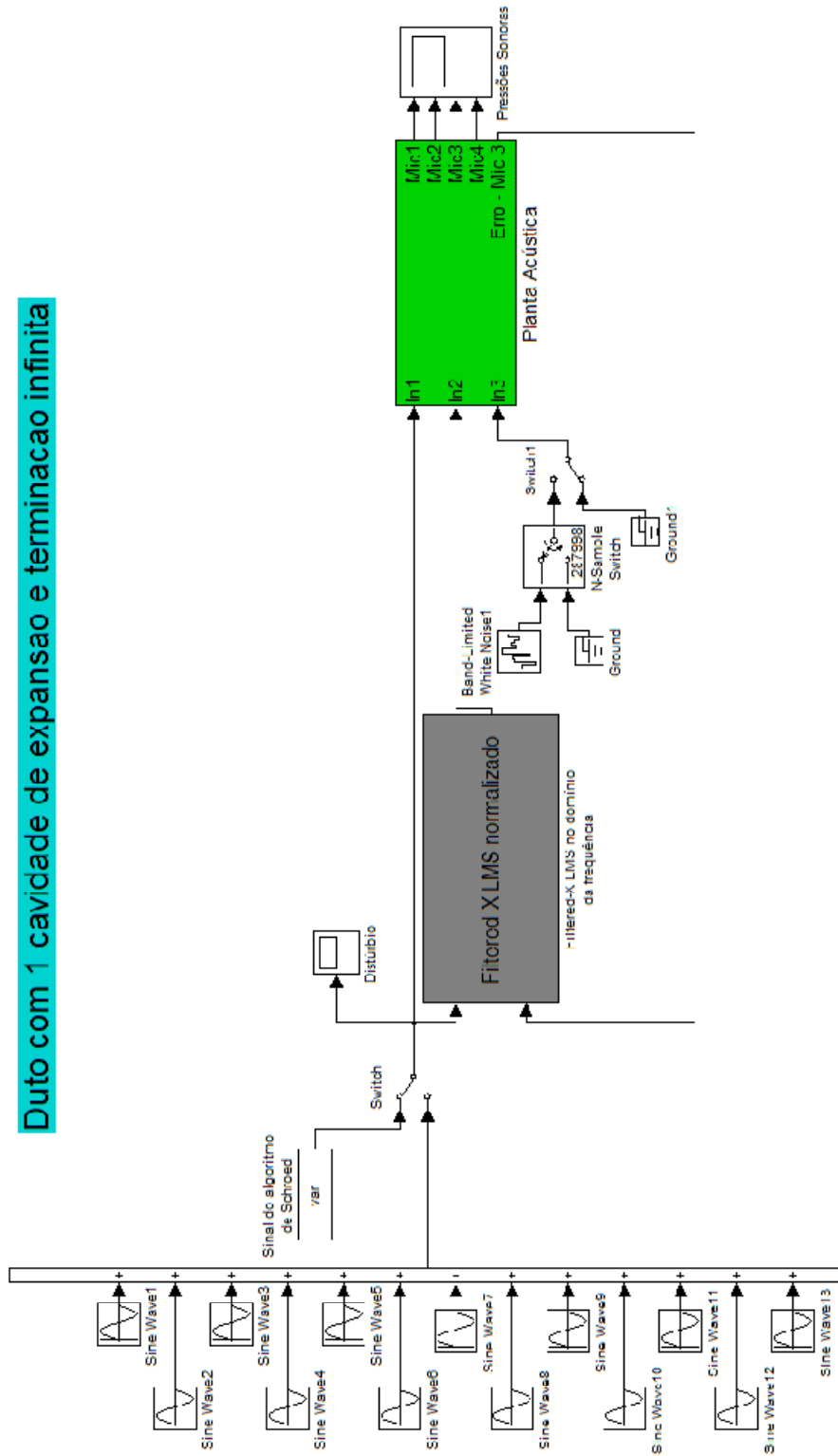


Figura 99 - Controlador Filtered-X LMS normalizado no domínio da frequência aplicado ao mesmo sistema de dutos.

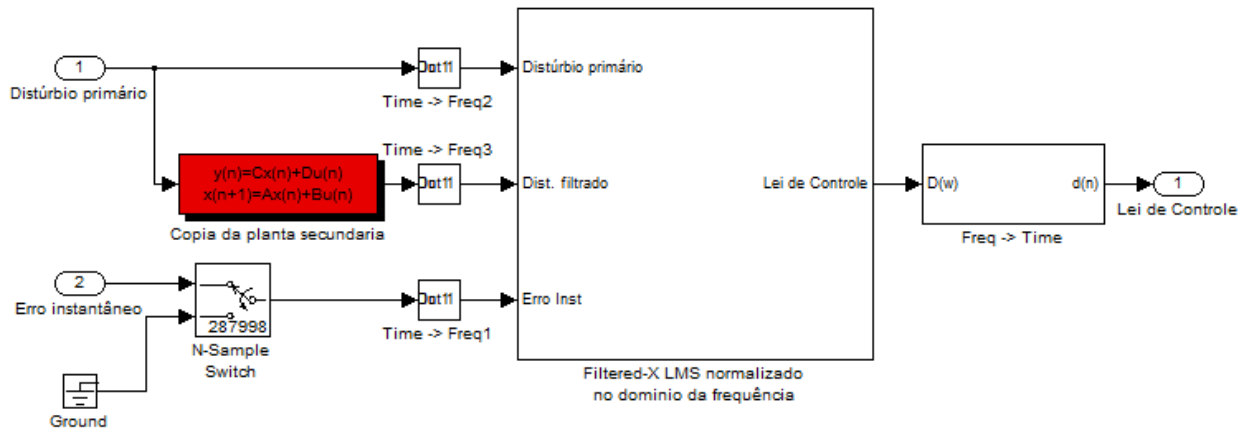


Figura 100 - Controlador Filtered-X LMS no domínio da frequência.

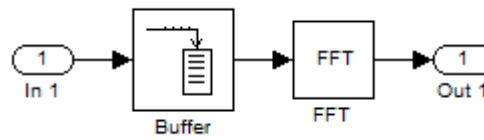


Figura 101 - Transformada rápida de Fourier.

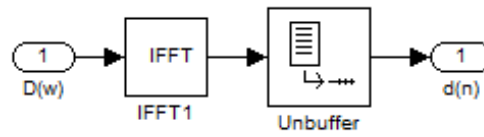


Figura 102 - Transformada rápida de Fourier inversa.

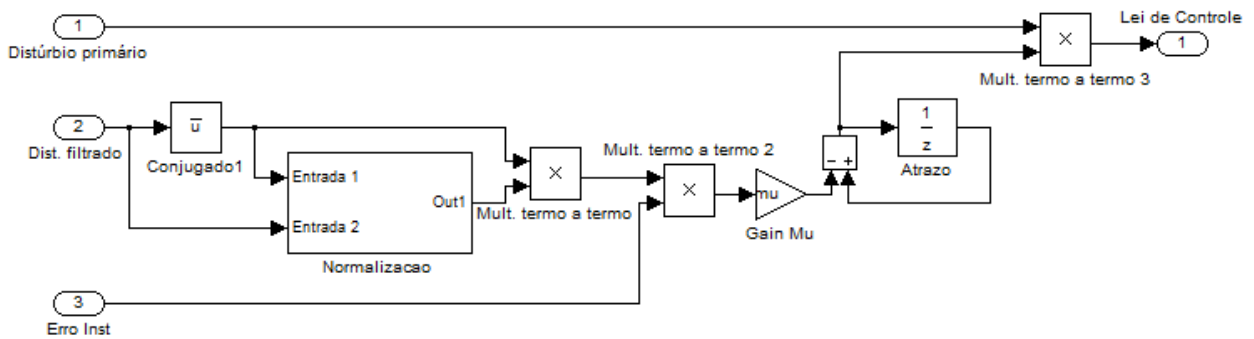


Figura 103 - Adaptação e filtragem do controle no domínio da frequência.

O bloco descrito como “Normalização” na Figura 103 última está detalhado na Figura 104.

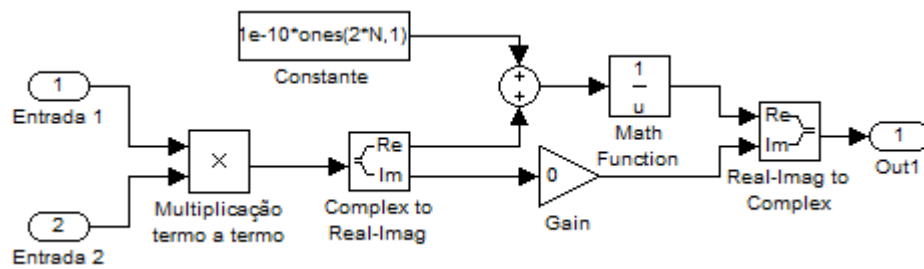


Figura 104 - Bloco de normalização do Filtered-X LMS no domínio da frequência.

O cálculo da perda de transmissão sonora com a utilização da somatória de senos é computado pelo programa a seguir:

```

%% Programa para calcular a TL a partir das pressões obtidas na simulação

clear all
close all
clc

%Carrega dados resultados sem controle

load('Resultados_semcontrole_senos3.mat')

[Mic1 Mic2 Mic3 Mic4] = Pressoes_timedomain.signals.values;

Ref = Reference(:,2);

dt = Pressoes_timedomain.time(2)-Pressoes_timedomain.time(1);

Nb = power(2,11);

Df=1/(Nb*dt);

[Sref1 M1 Ses1]=depxyper(Ref',Mic1',dt,Nb);
FRFM1 = Ses1./Sref1; %Calcula a FRF entre fonte e M1
FRFM1 = FRFM1(1:Nb/2);

[Sref2 M2 Ses2]=depxyper(Ref',Mic2',dt,Nb);
FRFM2 = Ses2./Sref2; %Calcula a FRF entre fonte e M2
FRFM2 = FRFM2(1:Nb/2);

[Sref3 M3 Ses3]=depxyper(Ref',Mic3',dt,Nb);
FRFM3 = Ses3./Sref3; %Calcula a FRF entre fonte e M3
FRFM3 = FRFM3(1:Nb/2);

[Sref4 M4 Ses4]=depxyper(Ref',Mic4',dt,Nb);
FRFM4 = Ses4./Sref4; %Calcula a FRF entre fonte e M4
FRFM4 = FRFM4(1:Nb/2);

```

```

f = ((1:Nb/2)-1)*Df;

w = 2*pi*f;

c = 343; rho=1.2;

L = 0.2; %comprimento de cada unidade do duto

Lm = 8*2.54/100; %comprimento da mufla

TL_sc=zeros(length(f),1);

for cont=1:length(f)
k=w(cont)/c;
Saa = (FRFM1(cont)-FRFM2(cont)*exp(-1j*k*L))/(1-exp(-1j*2*k*L));
Scc = (FRFM3(cont)-FRFM4(cont)*exp(-1j*k*L))/(1-exp(-1j*2*k*L));
TL_sc(cont,1) = 10*log10((abs(Saa/Scc))^2);
end

clear Mic1 Mic2 Mic3 Mic4 M1 M2 M3 M4

%Carrega dados resultados no domínio do tempo controlado

load('Resultados_time_senos3.mat')

[Mic1 Mic2 Mic3 Mic4] = Pressoes_timedomain.signals.values;

Ref = Reference(:,2);

dt = Pressoes_timedomain.time(2)-Pressoes_timedomain.time(1);

[Sref1 M1 Ses1]=depxyper(Ref',Mic1',dt,Nb);
FRFM1 = Ses1./Sref1; %Calcula a FRF entre fonte e M1
FRFM1 = FRFM1(1:Nb/2);

[Sref2 M2 Ses2]=depxyper(Ref',Mic2',dt,Nb);
FRFM2 = Ses2./Sref2; %Calcula a FRF entre fonte e M2
FRFM2 = FRFM2(1:Nb/2);

[Sref3 M3 Ses3]=depxyper(Ref',Mic3',dt,Nb);
FRFM3 = Ses3./Sref3; %Calcula a FRF entre fonte e M3
FRFM3 = FRFM3(1:Nb/2);

[Sref4 M4 Ses4]=depxyper(Ref',Mic4',dt,Nb);
FRFM4 = Ses4./Sref4; %Calcula a FRF entre fonte e M4
FRFM4 = FRFM4(1:Nb/2);

TL_controlada=zeros(length(f),1);

```

```

for cont=1:length(f)
k=w(cont)/c;
Saa = (FRFM1(cont)-FRFM2(cont)*exp(-1j*k*L))/(1-exp(-1j*2*k*L));
Scc = (FRFM3(cont)-FRFM4(cont)*exp(-1j*k*L))/(1-exp(-1j*2*k*L));
TL_controlada(cont,1) = 10*log10((abs(Saa/Scc))^2);
end

clear Mic1 Mic2 Mic3 Mic4 M1 M2 M3 M4

%Carrega dados resultados no domínio da frequência controlado

load('Resultados_freq_senos3.mat')

[Mic1 Mic2 Mic3 Mic4] = Pressoes_timedomain.signals.values;

Ref = Reference(:,2);

dt = Pressoes_timedomain.time(2)-Pressoes_timedomain.time(1);
for i=1:length(Mic1)
    Mic1_2(1,i)=Mic1(:, :, i);
end
[Sref1 M1 Ses1]=depxyper(Ref',Mic1_2,dt,Nb);
FRFM1 = Ses1./Sref1; %Calcula a FRF entre fonte e M1
FRFM1 = FRFM1(1:Nb/2);
for i=1:length(Mic2)
    Mic2_2(1,i)=Mic2(:, :, i);
end

[Sref2 M2 Ses2]=depxyper(Ref',Mic2_2,dt,Nb);
FRFM2 = Ses2./Sref2; %Calcula a FRF entre fonte e M2
FRFM2 = FRFM2(1:Nb/2);
for i=1:length(Mic3)
    Mic3_2(1,i)=Mic3(:, :, i);
end

[Sref3 M3 Ses3]=depxyper(Ref',Mic3_2,dt,Nb);
FRFM3 = Ses3./Sref3; %Calcula a FRF entre fonte e M3
FRFM3 = FRFM3(1:Nb/2);
for i=1:length(Mic4)
    Mic4_2(1,i)=Mic4(:, :, i);
end

[Sref4 M4 Ses4]=depxyper(Ref',Mic4_2,dt,Nb);
FRFM4 = Ses4./Sref4; %Calcula a FRF entre fonte e M4
FRFM4 = FRFM4(1:Nb/2);

TL_controlada2=zeros(length(f),1);

for cont=1:length(f)
k=w(cont)/c;
Saa = (FRFM1(cont)-FRFM2(cont)*exp(-1j*k*L))/(1-exp(-1j*2*k*L));
Scc = (FRFM3(cont)-FRFM4(cont)*exp(-1j*k*L))/(1-exp(-1j*2*k*L));
TL_controlada2(cont,1) = 10*log10((abs(Saa/Scc))^2);
end

```



```

%Resultados com distúrbio

clear Mic1 Mic2 Mic3 Mic4 M1 M2 M3 M4

%Carrega dados resultados no domínio do tempo controlado

load('Resultados_time_senos_disturbio3.mat')

[Mic1 Mic2 Mic3 Mic4] = Pressoes_timedomain.signals.values;

Ref = Reference(:,2);

dt = Pressoes_timedomain.time(2)-Pressoes_timedomain.time(1);

[Sref1 M1 Ses1]=depxyper(Ref',Mic1',dt,Nb);
FRFM1 = Ses1./Sref1; %Calcula a FRF entre fonte e M1
FRFM1 = FRFM1(1:Nb/2);

[Sref2 M2 Ses2]=depxyper(Ref',Mic2',dt,Nb);
FRFM2 = Ses2./Sref2; %Calcula a FRF entre fonte e M2
FRFM2 = FRFM2(1:Nb/2);

[Sref3 M3 Ses3]=depxyper(Ref',Mic3',dt,Nb);
FRFM3 = Ses3./Sref3; %Calcula a FRF entre fonte e M3
FRFM3 = FRFM3(1:Nb/2);

[Sref4 M4 Ses4]=depxyper(Ref',Mic4',dt,Nb);
FRFM4 = Ses4./Sref4; %Calcula a FRF entre fonte e M4
FRFM4 = FRFM4(1:Nb/2);

TL_controlada3=zeros(length(f),1);

for cont=1:length(f)
k=w(cont)/c;

Saa = (FRFM1(cont)-FRFM2(cont)*exp(-1j*k*L))/(1-exp(-1j*2*k*L));
Scc = (FRFM3(cont)-FRFM4(cont)*exp(-1j*k*L))/(1-exp(-1j*2*k*L));
TL_controlada3(cont,1) = 10*log10((abs(Saa/Scc))^2);
end

clear Mic1 Mic2 Mic3 Mic4 M1 M2 M3 M4

%Carrega dados resultados no domínio da frequência controlado c/ dist.

load('Resultados_freq_senos_disturbio3.mat')

[Mic1 Mic2 Mic3 Mic4] = Pressoes_timedomain.signals.values;

Ref = Reference(:,2);

dt = Pressoes_timedomain.time(2)-Pressoes_timedomain.time(1);

```

```

for i=1:length(Mic1)
    Mic1_2(1,i)=Mic1(:, :, i);
end

[Sref1 M1 Ses1]=depxyper(Ref',Mic1_2,dt,Nb);
FRFM1 = Ses1./Sref1; %Calcula a FRF entre fonte e M1
FRFM1 = FRFM1(1:Nb/2);

for i=1:length(Mic2)
    Mic2_2(1,i)=Mic2(:, :, i);
end
[Sref2 M2 Ses2]=depxyper(Ref',Mic2_2,dt,Nb);
FRFM2 = Ses2./Sref2; %Calcula a FRF entre fonte e M2
FRFM2 = FRFM2(1:Nb/2);

for i=1:length(Mic3)
    Mic3_2(1,i)=Mic3(:, :, i);
end
[Sref3 M3 Ses3]=depxyper(Ref',Mic3_2,dt,Nb);
FRFM3 = Ses3./Sref3; %Calcula a FRF entre fonte e M3
FRFM3 = FRFM3(1:Nb/2);

for i=1:length(Mic4)
    Mic4_2(1,i)=Mic4(:, :, i);
end
[Sref4 M4 Ses4]=depxyper(Ref',Mic4_2,dt,Nb);
FRFM4 = Ses4./Sref4; %Calcula a FRF entre fonte e M4
FRFM4 = FRFM4(1:Nb/2);

TL_controlada4=zeros(length(f),1);

for cont=1:length(f)
    k=w(cont)/c;
    Saa = (FRFM1(cont)-FRFM2(cont)*exp(-1j*k*L))/(1-exp(-1j*2*k*L));
    Scc = (FRFM3(cont)-FRFM4(cont)*exp(-1j*k*L))/(1-exp(-1j*2*k*L));
    TL_controlada4(cont,1) = 10*log10((abs(Saa/Scc))^2);
end

%% Criando o gráfico de barras ajustado

F=f(65:64:961);
TL_sc_2=TL_sc(65:64:961);
TL_time=TL_controlada(65:64:961);
TL_freq=TL_controlada2(65:64:961);
TL_time_d=TL_controlada3(65:64:961);
TL_freq_d=TL_controlada4(65:64:961);

RESULT = [TL_sc_2';... %respostas TL passiva
          TL_time';... %FXLMS tempo
          TL_freq';... %FXLMS frequência
          TL_time_d';... %FXLMS tempo - distúrbio no erro
          TL_freq_d']; %FXLMS frequência - distúrbio no erro

```

```

figure
bar(F,RESULT')
legend('No Control','FX-lms time','FX-lms freq','FX-lms time dist','FX-lms
freq dist','Location','southoutside','Orientation','horizontal')
title('TL without extern disturb');
set(gca,'XTick',F);
axis([0 2700 0 80])
xlabel('Freq (Hz)')
ylabel('TL (dB)')
grid on

```

Este programa utiliza as curvas de resposta em frequência para estimar a perda de transmissão sonora. Neste caso, o distúrbio primário utilizado consistia em uma somatória de senóides, utilizando este programa a perda de transmissão sonora também pode ser calculada quando o distúrbio primário consistir em um sinal aleatório (ruído branco) ou o sinal multissenso.

O programa listado acima utiliza um segundo programa auxiliar para o cálculo dos auto-espectros dos sinais de entrada e saída no sistema de dutos, listado a seguir.

```

function [Sxx,Syy,Sxy]=depxyper(x,y,Dt,Nb);
% Densidade Inter-Espectral de Potência via DFT
% Entrada: vetores x, y, Dt e nb
% Saida: vetores Sxx, Syy e Sxy com a DEP de x e y e a DIP
% x e y vetores com sinais temporais
% Dt resolucao no tempo
% Df=1/nb*Dt
% Nb Numero de blocos
    N=length(x);
    nb=floor(N/Nb);
    Df=1/(Nb*Dt);

%Janela de Hanning
    n=(0:pi/Nb:pi*(1-1/Nb));
    Han=ones(1,Nb)-cos(n).^2;

%Calculo das dep atraves da FFT
    Sxx=0;
    Syy=0;
    Sxy=0;
    for i=1:nb,
        X=fft(Han.*x((i-1)*Nb+1:i*Nb))/Nb;
        Y=fft(Han.*y((i-1)*Nb+1:i*Nb))/Nb;
        Sxx=Sxx+conj(X).*X;
        Syy=Syy+conj(Y).*Y;
        Sxy=Sxy+conj(X).*Y;
    end

%Media - 1/q
    Sxx=Sxx/nb;
    Syy=Syy/nb;
    Sxy=Sxy/nb;

```

```

% EU^2/Hz - 1/df
Sxx=Sxx/Df;
Syy=Syy/Df;
Sxy=Sxy/Df;

% Correcao Hanning
Sxx=(8/3)*Sxx;
Syy=(8/3)*Syy;
Sxy=(8/3)*Sxy;

```

Nos estudos experimentais com o tubo de ondas planas construído ou dentro das câmaras acústicas, os controladores utilizados são idênticos aos ilustrados neste anexo. A diferença entre as implementações experimentais e computacionais em termos de programação no Simulink® é que a planta é real no caso do experimento, então ao invés de aplicarmos o sinal da lei de controle em uma planta numérica, enviamos este sinal a um sistema de DSP que por sua vez aplica o sinal de controle em uma planta real e ao invés de utilizarmos geradores de sinal e medições na planta numérica, utilizamos as entradas de sinal do sistema de DSP para tratar dentro de um programa o distúrbio e o erro instantâneo medido na planta real onde será aplicado o controle. O programa para o processamento dos resultados no tubo de ondas planas e no duto com uma cavidade de expansão são similares, variando apenas quanto à alimentação de dados, uma vez que no experimento foi medida diretamente a FRF, eliminando algumas linhas do programa que calcula a perda de transmissão sonora listado.

Para o cálculo da TL do painel reforçado que foi posicionado entre as câmaras acústicas, utilizou-se o seguinte programa baseado nas medições da pressão sonora no domínio do tempo:

```

%%Programa para calculo da perda de transmissão sonora do Painel

clear all
close all
clc

cd limpo %Medida da TL do painel reforçado sem tratamento acústico

%% carregando os dados de medição na câmara anecoica
for cont=1:6
    MEDICAO=['/MED',num2str(cont),'.mat'];
    eval(['load ','-MAT ',pwd,MEDICAO]);
    for cont2=1:12
        variavel = ['c',num2str(cont2)];
        eval(['temp = ',variavel, ';']);
        Medida_anecoica{cont,cont2}=temp;
        clear temp
    end
end

```

```

for cont=1:6
    MEDICAO=['/MED',num2str(cont),'.mat'];
    eval(['load ','-MAT ',pwd,MEDICAO]);
    for cont2=13:15
        variavel = ['c',num2str(cont2)];
        eval(['temp = ',variavel,'];'); %a pres. já está ao quadrado!!!
        Medida_reverberante{cont,cont2-12}=temp;
        clear temp
    end
end

%% montando célula de dados de medição (espelhando os dados, simetria
vertical)
PRESSAO = [flipud(Medida_anecoica);...
           Medida_anecoica      ];

%% calculo da potencia incidente
rho_ar = 1.21;%kg/m3
cte=4*rho_ar*c0;
c = zeros(24,1);
for i=1:6
    for j = 1:3
        c = cat(3,c,Medida_reverberante{i,j}); % concatena a célula, enfileiran-
do os dados na 3 dimensão de uma matriz
    end
end
Media = sum(c,3)./(6*3); % 6*3 - número de medições * número de mics
Pot_inc = Media/cte;

%% Calculo da potencia transmitida
dx = 0.15; %espaçamento dos microfones em x
dy = 0.15; %espaçamento dos microfones em y
for i = 1:24
    buffer = 0; %inicia o calculo para cada frequência da banda de 1/3
oitava
    for j = 1:12
        for l = 1:12
            Pot_trans(i) = buffer + (PRESSAO{1,j}(i)/(cte/2))*dx*dy;
            buffer = Pot_trans(i);
        end
    end
end

%% Calculo da TL
TL_exp = 10*log10(Pot_inc'./Pot_trans);

figure(1)
semilogx(c1x,TL_exp)
axis([45 11000 0 40])
grid on

cd ..
clear all

```

```

%% calculo da TL do painel com Lã de vidro
cd espuma
c0 = 343; %vel do som no ar
%% carregando os dados da medição na câmara anecoica
for cont=1:6
    MEDICAO=['/MED',num2str(cont),'.mat'];
    eval(['load ','-MAT ',pwd,MEDICAO]);
    for cont2=1:12
        variavel = ['c',num2str(cont2)];
        eval(['temp = ',variavel, ';']);
        Medida_anecoica{cont,cont2}=temp;
        clear temp
    end
end

%% carregando os dados da medição na câmara reverberante
for cont=1:6
    MEDICAO=['/MED',num2str(cont),'.mat'];
    eval(['load ','-MAT ',pwd,MEDICAO]);
    for cont2=13:15
        variavel = ['c',num2str(cont2)];
        eval(['temp = ',variavel, ';']); % p já está ao quadrado!!!
        Medida_reverberante{cont,cont2-12}=temp;
        clear temp
    end
end

%% montando célula de dados de medição (espelhando os dados)
PRESSAO = [flipud(Medida_anecoica);...
            Medida_anecoica
            ];

%% Calculo da potencia incidente
rho_ar = 1.21;%kg/m3
cte=4*rho_ar*c0;
c = zeros(24,1);
for i=1:6
    for j = 1:3
        c = cat(3,c,Medida_reverberante{i,j}); % concatena a célula, enfileiran-
        do os dados na 3 dimensao de uma matrix
    end
end
Media = sum(c,3)./(6*3); % 6*3 - número de medições * número de mics
Pot_inc = Media/cte;

%% Calculo da potência transmitida
dx = 0.15; %espaçamento dos microfones em x
dy = 0.15; %espaçamento dos microfones em y
for i = 1:24
    buffer = 0; %inicia o cálculo para cada freq da banda de 1/3 oitava
    for j = 1:12
        for l = 1:12
            Pot_trans(i) = buffer + (PRESSAO{l,j}(i)/(cte/2))*dx*dy;
            buffer = Pot_trans(i);
        end
    end
end
end

```

```

%% Calculo da TL
TL_exp = 10*log10(Pot_inc'./Pot_trans);

figure(2)
semilogx(c1x, TL_exp)
axis([45 11000 0 40])
grid on
legend('TL lâ de vidro')

cd ..
%% calculo da TL com controle descentralizado
cd ctrl_des
c0 = 343; %vel do som no ar
%% carregando os dados de medição na câmara anecoica
for cont=1:6
    MEDICAO=['/MED', num2str(cont), '.mat'];
    eval(['load ', '-MAT ', pwd, MEDICAO]);
    for cont2=1:12
        variavel = ['c', num2str(cont2)];
        eval(['temp = ', variavel, ';']);
        Medida_anecoica{cont, cont2}=temp;
        clear temp
    end
end

%% carregando os dados de medição na câmara reverberante
for cont=1:6
    MEDICAO=['/MED', num2str(cont), '.mat'];
    eval(['load ', '-MAT ', pwd, MEDICAO]);
    for cont2=13:15
        variavel = ['c', num2str(cont2)];
        eval(['temp = ', variavel, ';']); %p já está ao quadrado!!!
        Medida_reverberante{cont, cont2-12}=temp;
        clear temp
    end
end

%% montando célula de dados de medição (espelhando os dados)
PRESSAO = [flipud(Medida_anecoica);...
            Medida_anecoica
            ];

%% calculo da potência incidente
rho_ar = 1.21; %kg/m3
cte=4*rho_ar*c0;
c = zeros(24,1);
for i=1:6
    for j = 1:3
        c = cat(3, c, Medida_reverberante{i, j}); % concatena a célula, enfileirando
        os dados na 3 dimensão de uma matriz
    end
end
Media = sum(c, 3)./(6*3); % 6*3 - número de medições * número de mics
Pot_inc = Media/cte;

```

```

%% Calculo da potencia transmitida
dx = 0.15; %espaçamento dos microfones em x
dy = 0.15; %espaçamento dos microfones em y
for i = 1:24
    buffer = 0; %inicia o calculo para cada freq da banda de 1/3 oitava
    for j = 1:12
        for l = 1:12
            Pot_trans(i) = buffer + (PRESSAO{1,j}(i)/(cte/2))*dx*dy;
            buffer = Pot_trans(i);
        end
    end
end

%% Cálculo da TL

TL_ctrl = 10*log10(Pot_inc'./Pot_trans);

figure(3)
semilogx(c1x,TL_ctrl)
axis([45 11000 0 40])
grid on
legend('TL controle ativo')

cd ..

```

O cálculo da perda de transmissão sem a utilização da banda de 1/3 de oitava pode ser realizado com o mesmo programa, mudando os dados de alimentação para a pressão sonora medida em cada frequência ao invés dos resultados trabalhados acima.