

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA

Um Estudo do Controle Ativo de Ruídos em Dutos Usando o Algoritmo do Mínimo Erro Médio Quadrático com Referência Filtrada

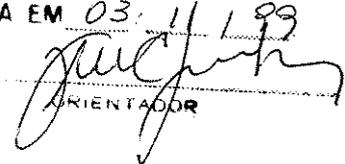
Autor: **Ronaldo Fernandes Nunes**

Orientador: **Prof. Dr. José Maria Campos dos Santos**

68/99

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE A REDAÇÃO FINAL DA
TESE DEFENDIDA POR RONALDO FERNANDES
NUNES E APROVADA PELA

COMISSÃO JULGADORA EM 03.11.99


ORIENTADOR

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
DEPARTAMENTO DE MECÂNICA COMPUTACIONAL**

Um Estudo do Controle Ativo de Ruídos em Dutos Usando o Algoritmo do Mínimo Erro Médio Quadrático com Referência Filtrada

Autor: **Ronaldo Fernandes Nunes**

Orientador: **Prof. Dr. José Maria Campos dos Santos**

Curso: Engenharia Mecânica

Área de Concentração: Mecânica dos Sólidos

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

Campinas, 1999
S.P. - Brasil

UNIDADE	BC
N.º CHAMADA:	UNICAMP
	N.º 922e
V	Ex
ELABORADO POR	41101
PREÇO	278,00
	<input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input checked="" type="checkbox"/>
PREÇO R\$	11,00
DATA	15-06-00
N.º CPD	

CM-00142454-6

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

N922e	<p>Nunes, Ronaldo Fernandes</p> <p>Um estudo do controle ativo de ruídos em dutos usando o algoritmo do mínimo erro médio quadrático com referência filtrada / Ronaldo Fernandes Nunes.-- Campinas, SP: [s.n.], 1999.</p> <p style="text-align: center;">Orientador: José Maria Campos dos Santos Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica.</p> <p>1. Acústica. 2. Sistemas de controle ajustável. 3. Controle de ruído. 4. Impedância acústica. I. Santos, José Maria Campos dos. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Mecânica. III. Título.</p>
-------	--

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
DEPARTAMENTO DE MECÂNICA COMPUTACIONAL**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Um Estudo do Controle Ativo de Ruídos em
Dutos Usando o Algoritmo do Mínimo Erro
Médio Quadrático com Referência Filtrada**

Autor: **Ronaldo Fernandes Nunes**

Orientador: **Dr. José Maria Campos dos Santos**

Prof. Dr. José Maria Campos dos Santos, Presidente
Universidade Estadual de Campinas

Prof. Dr. José Roberto de França Arruda
Universidade Estadual de Campinas

Prof. Dr. José Sotelo Júnior
Universidade de São Paulo

Campinas, 03 de novembro de 1999.

Dedicatória:

Dedico este trabalho aos meus pais: Alaide Fernandes Nunes e Sebastião Nunes.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer às seguintes pessoas:

Aos meus pais que dentro das possibilidades puderam ajudar e incentivar à realização de meus trabalhos.

Ao apoio financeiro dado pelo CNPq para desenvolvimento desta pesquisa.

À aluna de doutorado Cristiane, que gentilmente, através da empresa *NOVIK*, forneceu os alto-falantes para desenvolvimento experimental desta pesquisa.

Aos professores de graduação da Universidade Federal de Lavras (UFLA), Gilberto Lage pelos ensinamentos acadêmicos e amizade, Gilmar Tavares pelo incentivo ao mestrado e aos orientadores de iniciação científica, Augusto Ramalho de Moraes e em especial ao professor Lucas Monteiro Chaves pelo trabalho de orientação e longa amizade no decorrer dos anos. Um agradecimento especial à UFLA pela oportunidade e incentivo de iniciar na graduação o desenvolvimento e ensino na pesquisa, através da iniciação científica.

Ao meu orientador, José Maria Campos dos Santos, pela contribuição dada ao trabalho e amizade nos dois anos de convivência.

Um agradecimento muito especial ao professor José Roberto de França Arruda, pelas inúmeras sugestões, acompanhamento e interesse dado ao trabalho.

A todos os professores do Departamento de Mecânica Computacional, que ajudaram de forma direta e indireta na contribuição do trabalho.

Ao mestre Brandão que no decorrer do curso apresentou esclarecimentos em algumas dúvidas nas disciplinas cursadas.

Aos alunos de doutorado, Éder Lima, Khaledi e em especial ao Lázaro pelo acompanhamento, ajuda no desenvolvimento experimental e levantamento dos dados.

Ao doutor Belisário pela amizade e esclarecimentos dados no decorrer das disciplinas cursadas e contribuição com sugestões para realização do trabalho.

Um agradecimento muito especial ao amigo doutor Allan Kardec que apresentou esclarecimentos e contribuição com idéias e sugestões neste trabalho.

Gostaria de agradecer aos membros da banca de defesa, professores, José Maria Campos dos Santos e José Roberto de França Arruda da UNICAMP e um agradecimento especial ao professor Sotelo da USP de São Paulo, pela contribuição dada ao trabalho final.

Gostaria também de agradecer minha companheira Andrea Miti Dobashi, pelas correções feitas no texto e todo incentivo dado para realização final do trabalho.

Agradeço minha irmã Valquiria e meu grande amigo André, pelo apoio e incentivo fornecido no decorrer do desenvolvimento do trabalho.

A todos aqueles que, de forma direta ou indireta, contribuíram para realização final deste trabalho.

Cada conquista, cada passo adiante no conhecimento é consequência da coragem, da dureza consigo, da limpeza consigo.

(Friedrich Nietzsche)

Sumário

Agradecimentos	v
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiv
Nomenclatura	xv
Resumo	xviii
Abstract	xix
1 Introdução	1
1.1 Objetivos	6
1.2 Organização do trabalho	7
2 Revisão Bibliográfica	9
2.1 Introdução	9
3 Controle Ativo de Ruído Usando <i>LMS</i>	18
3.1 Introdução	18
3.2 Implementação do algoritmo	20
3.3 Normalização do algoritmo	26
3.4 Erro de minimização de passo finito	27
3.5 Limitações do filtro de Wiener	27

4	Impedância em Dutos	29
4.1	Introdução	29
4.2	Impedância acústica	30
5	Resultados e Discussões	34
5.1	Introdução	34
5.2	Estudo do duto Y	35
5.2.1	Identificação da planta.....	37
5.2.2	Resultados das simulações	39
5.2.3	Resultados experimentais	44
5.3	Estudo do duto T	50
5.3.1	Resultados experimentais usando impedância acústica	51
5.4	Estudo do duto U	74
5.4.1	Montagem experimental	75
5.4.2	Identificação do sistema	77
5.4.3	Resultados das simulações	79
5.4.4	Resultados experimentais	86
6	Conclusões	90
6.1	Comentários finais	90
6.2	Conclusões.....	92
6.3	Trabalhos futuros	92

6.4 Trabalhos Publicados94

Referências Bibliográficas **95**

Lista de Figuras

1.1	Sistema de controle por realimentação	2
1.2	Sistema de controle por alimentação direta	3
3.1	Diagrama de blocos de um filtro adaptativo	18
3.2	Diagrama do algoritmo <i>FXLMS</i> com uma referência e múltiplas saídas	20
5.1	Geometria do duto Y com valores em mm. (L_1) alto-falante de perturbação; (L_2) alto-falante de controle; (1), (2) e (3) microfones de erro	36
5.2	Vista geral da montagem do experimento com o duto Y	37
5.3	<i>FRF</i> entre sinal de perturbação e microfones de erro 1, 2 e 3 (—) Medido e (----) identificado	38
5.4	<i>FRF</i> entre sinal de controle e microfones de erro 1, 2 e 3. (—) Medido e (----) identificado	38
5.5	Diagrama de controle do duto Y usado nas simulações	40
5.6	Detalhe do bloco denominado <i>LMS</i> normalizado	41
5.7	Resultados das simulações para os microfones (1) e (3) em 45 Hz	43
5.8	Resultados das simulações para os microfones (1) e (3) em 100 Hz	43
5.9	Diagrama em blocos usado no experimento	45
5.10	Modelo do <i>COCKPIT</i> utilizado nos experimentos	46
5.11	Resultados experimentais para os microfones de erro (1) e (3) em 45 Hz (—) Sem controle e (----) com controle	48
5.12	Resultados experimentais para os microfones de erro (1) e (3) em 100 Hz (—) Sem controle e (----) com controle	49
5.13	Esquema da montagem experimental do duto reto para medição das impedâncias passivas	52
5.14	Medida da impedância de transferência. (a) mic. 1 a 0,035 m	54

5.15 Medida da impedância de transferência.	
(b) mic. 2 a 0,99 m	55
5.16 Medida da impedância de transferência.	
(c) mic. 3 a 2,90 m	56
5.17 Esquema da montagem experimental utilizado na identificação da planta do duto T	58
5.18 Esquema da montagem experimental para medir as impedâncias <i>c/</i> o controlador ligado ...	59
5.19 Vista geral da montagem do experimento do duto T	60
5.20 Comparação espectral entre a planta estimada e a planta real	62
5.21 Impedância de transferência no microfone relativo à velocidade de partícula no cone do alto-falante: sem controle (----) e com controle (—).	
(a) Microfone 1	63
5.22 Impedância de transferência no microfone relativo à velocidade de partícula no cone do alto-falante: sem controle (----) e com controle (—).	
(b) Microfone 2	64
5.23 Impedância de transferência no microfone relativo à velocidade de partícula no cone do alto-falante: sem controle (----) e com controle (—).	
(c) Microfone 3 como sensor de erro	65
5.24 Impedância de transferência no microfone relativo à velocidade de partícula no cone do alto-falante: sem controle (----) e com controle (—).	
(d) Microfone 5	66
5.25 Medida de potência injetada vista pelo microfone (1)	68
5.26 Diagrama de blocos usado no experimento para estudo do sinal aleatório	70
5.27 Descrição detalhada do bloco <i>LMS</i> normalizado	70
5.28 Resposta no tempo e densidade espectral de potência para o microfone (1)	
(---) Sem controle e (—) com controle	71
5.29 Resposta no tempo e densidade espectral de potência para o microfone (3)	
(---) Sem controle e (—) com controle	72
5.30 Resposta no tempo e densidade espectral de potência para o microfone (5)	
(---) Sem controle e (—) com controle	73

5.31 Montagem experimental do duto U	76
5.32 (a) <i>FRF</i> entre sinal de perturbação e os microfones de erro (1) a (6). (—) Medido e (---) Identificado	77
5.32 (b) <i>FRF</i> entre sinal de controle e os microfones de erro (1) a (6). (—) Medido e (---) Identificado	78
5.33 Diagrama em blocos do controlador incluindo o algoritmo <i>NFXLMS</i> monocanal	80
5.34 Resultados simulados da atenuação da pressão sonora nas posições dos microfones (5) e erro (6) para o caso monocanal	81
5.35 Diagrama em blocos do controlador incluindo o algoritmo <i>NFXLMS</i> multiterro	82
5.36 Resultados simulados da atenuação da pressão sonora nas posições dos microfones de erro (5) e (6) para o caso multiterro	83
5.37 Diagrama em blocos do controlador incluindo o algoritmo <i>NFXLMS</i> multiexcitação	84
5.38 Resultado para os microfones de erro (5) e (6) para multiexcitação	85
5.39 Resultado da atenuação da pressão sonora dos microfones (5) e (6) para o caso monocanal.(—) Sem controle e (----) Com controle	86
5.38 Resultado da atenuação da pressão sonora dos microfones de erro (5) e (6) para o caso multiterro.(—) Sem controle e (----) Com controle	87
5.39 Resultado da atenuação da pressão sonora dos microfones de erro (5) e (6) para o caso multiexcitação.(—) Sem controle e (----) Com controle	88

Lista de Tabelas

5.1	Resultados das simulações com o controlador <i>NFXLMS</i> para o dutoY	42
5.2	Resultados experimentais com o controlador <i>NFXLMS</i> para o dutoY	47

Nomenclatura

Letras latinas

A, B, C, D	: matrizes de modelo de espaço estado
A, B	: amplitudes complexas de onda
a	: raio do duto
c	: velocidade de propagação da onda
d	: resposta desejada de um sistema dinâmico
e	: sinal de erro
e	: função exponencial
f	: frequência
f_c	: frequência de corte
I	: potência injetada
K	: número de onda
K, k	: número de filtros
L	: alto-falantes do duto
L	: comprimento do duto
L	: número de coeficientes do filtro <i>FIR</i>
M, m	: microfones de erro
N	: número de pesos do <i>FIR</i>
P	: pressão acústica do duto
\tilde{P}	: pressão acústica do duto na frequência
P	: planta do duto
P	: vetor de correlação cruzada
R	: matriz de autocorrelação do sinal de entrada
S	: área de uma seção transversal
\hat{S}	: planta estimada do duto
u	: velocidade de volume
x	: coordenada de propagação da onda plana
X, x	: sinal de referência
Z	: impedância
Z	: impedância acústica específica
Y	: resposta do sistema dinâmico
W, w	: vetor de números complexos de um filtro <i>FIR</i>

Letras gregas

δ	: atraso de um sinal
ϕ	: diâmetro do duto
λ	: comprimento da onda
μ	: tamanho no passo no algoritmo adaptativo
π	: 3.1415 ...
ρ	: densidade do meio
ω	: frequência [rad/s]
ξ	: função de erro quadrático instantâneo

Subscrito

A	: atraso acústico
E	: atraso eletrônico
In	: injetada
m	: impedância mecânica
M, m	: sensores de erro
N	: número de iteração
K, k	: filtros adaptativos
R	: impedância de radiação
T	: atraso total de um sinal
W	: grupo de atraso de um filtro digital
1, 2 ... K	: número de filtros adaptativos

Superescrito

T	: transposta de uma matriz
O	: valor ótimo do filtro de Wiener

Outros

$\hat{}$: estimativa
∇	: gradiente
\Re	: parte real de uma variável complexa
*	: convolução linear
$\ \ $: módulo de uma função
\otimes	: produto de convolução de Kronecker
∂	: derivada parcial

Siglas

<i>ANC</i>	: controle ativo de ruído
<i>ADC</i>	: conversor analógico - digital
<i>DAC</i>	: conversor digital - analógico
<i>DSP</i>	: processamento de sinal digital
<i>ERA</i>	: algoritmo de realização de auto-sistemas
<i>FIR</i>	: filtro de resposta ao impulso finita
<i>FRF</i>	: função de resposta em frequência
<i>FXLMS</i>	: algoritmo <i>LMS</i> com sinal de referência filtrada
<i>IIR</i>	: filtro de resposta ao impulso infinita
<i>LMS</i>	: algoritmo do mínimo erro médio quadrático
<i>NFXLMS</i>	: <i>LMS</i> normalizado com referência filtrada
<i>RLS</i>	: algoritmo <i>recursive least square</i>

Resumo

NUNES, Ronaldo Fernandes, *Um Estudo do Controle Ativo de Ruídos em Dutos Usando o Algoritmo do Mínimo Erro Médio Quadrático com Referência Filtrada*, Campinas,: Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 1999. 100 p. Dissertação (Mestrado).

Neste trabalho foi estudado o controle ativo de ruído em dutos usando técnicas de filtragem adaptativa. Foi utilizado o método de controle adaptativo do Mínimo Erro Médio Quadrático (*Least Mean Square – LMS*) normalizado com sinal de referência filtrado, *NFXLMS*. Três geometrias de dutos montados em uma bancada experimental para os casos de controle monocanal, multiterro e multiexcitação foram verificados. Os sinais de perturbação investigados foram: tonal (seno), aleatório e uma com composição de duas senoidais no caso multiexcitação. Avaliações das impedâncias analíticas e experimentais foram verificadas no estudo de uma configuração do duto para o caso de controle monocanal. Simulações e experimentos foram realizados para diversas geometrias de dutos e diferentes tipos de excitação. Parâmetros do algoritmo, como o número de pesos do filtro adaptativo, faixa de frequência de perturbação, fator de convergência do algoritmo e frequência de amostragem foram investigados nos casos tratados. Os resultados encontrados nos experimentos realizados para o controlador monocanal e multiterro confirmaram as avaliações efetuadas nas simulações. Para o caso multiexcitação, limitações da placa de processamento de sinal não permitiram a obtenção de resultados conclusivos.

Palavras – Chave:

Controle ativo, ruídos em dutos, Algoritmo *LMS*, *LMS* normalizado com referência filtrada.

Abstract

NUNES, Ronaldo Fernandes, *A study of active noise control in ducts using reference filtered Least Mean Square algorithm*, Campinas: Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 1999. 100 p. Dissertação (Mestrado)

In this work was investigated the active control of noise in ducts using the techniques of adaptive filtering. The normalized, filtered reference *Least Mean Square* algorithm control method - *NXLMS* was used. Three shapes of duct system in a supported experimental test rig for the cases of control mono-channel, multi-error, and multi-input were verified. The investigated disturbance signals were: tonal (sine), random, and a composition of two sinusoids for the case of multi-input. Evaluations of analytical and experimental impedances were verified in a configuration study of mono-channel duct control case. Simulations and experiments were accomplished for several duct shapes and different types of excitations. Algorithm parameters, such as the weight number of adaptive filter, the disturbance frequency range, the convergence factor of the algorithm, and the sampling frequency were investigated in the treated cases. The experimental results obtained for the mono-channel and multi-error controller confirm the evaluations obtained in the simulations. For the multi-input case, limitations of the DSP board didn't allow to obtain conclusive results.

Key Words

Active control, noise in ducts, *LMS* Algorithm, normalized filtered – x *LMS*.

Capítulo 1

Introdução

A busca pela redução de ruído é uma necessidade cada vez mais intensa, e atualmente o número de pesquisas e desenvolvimentos no campo científico e industrial é muito grande.

O estudo do controle de ruído em cavidades acústicas fechadas é um problema clássico em engenharia. Controlar o ruído pode produzir ambientes mais silenciosos, os quais são mais seguros, produtivos e confortáveis do ponto de vista acústico. Nos ambientes de trabalho, indústrias e até mesmo nas residências, o controle de ruído vem sendo um requisito cada vez mais importante e necessário.

As vantagens da redução dos níveis de ruído são tão aparentes que muitas comunidades atualmente têm imposto legislações severas com objetivo de reduzir cada vez mais o ruído excessivo nos ambientes.

O uso de técnicas de controle de ruído denominadas ativas, quando comparadas com as passivas, é uma alternativa para o controle em baixa frequência, compreendendo uma faixa que varia de 0-500 Hz. As técnicas passivas, destacando-se os materiais de absorção, barreiras acústicas e sistemas de isolamento, são pouco eficientes sobre os ruídos em baixa frequência, tornando seu custo elevado para implementar em um ambiente acústico, devido ao longo

comprimento de onda ($\lambda = c/f$, velocidade do som $c = 343$ [m/s]), tornando sua aplicação inviável para uma solução prática (HANSEN & SNYDER, 1997).

A idéia básica do controle ativo de ruído (*Active Noise Control - ANC*) é gerar uma onda invertida em fase de 180 graus com relação à onda produzida pela fonte, sendo o objetivo criar uma zona de silêncio em determinada região ou mesmo atenuar o ruído globalmente.

Em um sistema de controle ativo de ruído, dois subsistemas trabalhando em conjunto são responsáveis pelo sucesso de uma implementação prática: o físico e o eletrônico. A parte física engloba a fonte de perturbação (primária), a fonte de controle (secundária) e os microfones (sensores) que monitoraram a performance do sistema implementado, medindo o ruído residual do campo sonoro a ser controlado. A parte eletrônica envolve o processador de sinal que é responsável pela implementação do sistema de controle.

Em geral, duas estratégias de controle são estudadas em uma implementação: Sistemas de realimentação (*feedback*) e alimentação direta (*feedforward*). As Figuras 1.1 e 1.2 apresentam um comparativo entre estas duas estratégias de controle e os principais componentes necessários para uma implementação prática.

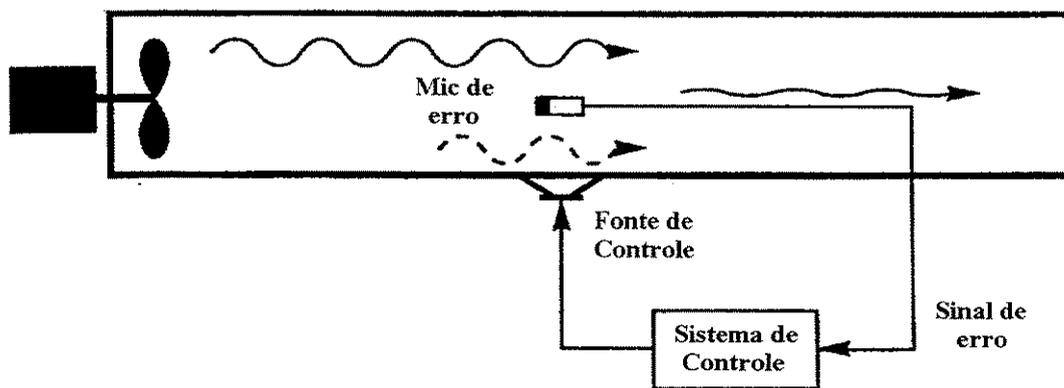


Figura 1.1 - Sistema de controle por realimentação.

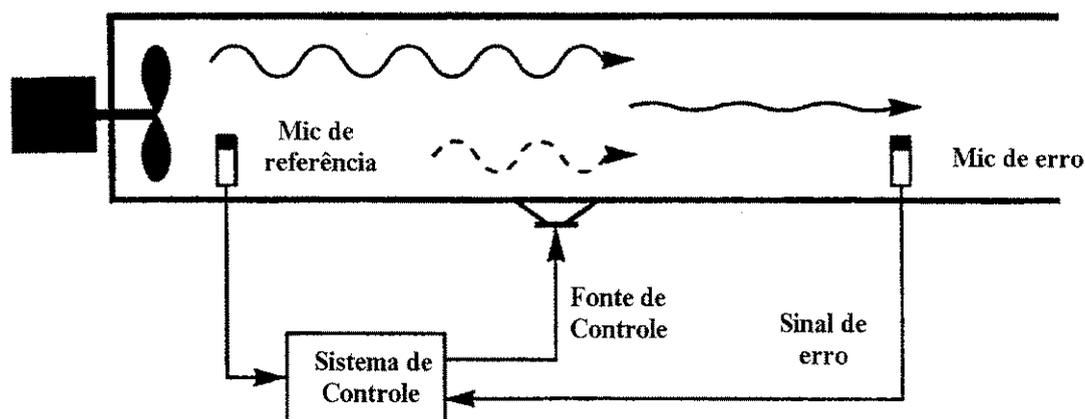


Figura 1.2 - Sistema de controle por alimentação direta.

Neste trabalho, o estudo foi feito utilizando a estratégia de controle por alimentação direta, não sendo considerado o microfone de referência, a fim de evitar problemas de realimentação acústica (BIES & HANSEN, 1996).

Em aplicações de controle ativo de ruído, o sinal de cancelamento é gerado eletronicamente e introduzido no sistema através de alto-falantes que convertem o sinal eletrônico em som. Neste estudo, há casos em que o controle atua localmente, sendo que o nível de ruído pode ser reduzido em alguns locais, mas irá aumentar em outros. Este tipo de controle é conhecido como cancelamento local (HANSEN & SNYDER, 1997). Os protetores auriculares ativos são os melhores exemplos de aplicações que envolvem este tipo de mecanismo, onde o ruído é cancelado na entrada do canal do ouvido, mas aumenta em outra localidade. Outras estratégias usam o controle global, atuando com maior número de sensores de erro e mais de uma fonte secundária para atuar no controle (SNYDER & HANSEN, 1992). Exemplos de aplicações do controle ativo global podem ser encontrados na indústria automobilística para o controle de ruído no interior do veículo (ELLIOTT & NELSON, 1992).

A atuação de mecanismos físicos para aplicações de controle ativo de ruído incluem a mudança de impedância de radiação da fonte de ruído não desejado como resultado da introdução de fontes de anti-ruído, absorção do som por anti-ruído ou em alguns casos de espaços fechados, como os problemas que envolvem os dutos, a reflexão do som pelo uso de fontes anti-ruído (HANSEN & SNYDER, 1997).

Os sistemas de ANC são ideais para aplicações em baixa frequência. Para atuar em uma implementação prática, uma parte passiva deverá ser usada nas altas frequências, como, por exemplo, as barreiras acústicas e absorvedores de ruído, e uma parte ativa para as baixas frequências, utilizando a técnica do ANC. Este tipo de sistema é denominado híbrido (HANSEN & SNYDER, 1997).

Uma importante propriedade dos sistemas modernos de controle de ruído é que eles podem ser adaptativos, ou seja, podem adaptar-se a pequenas mudanças do sistema depois de iniciado o controle. Outro fato importante, diz respeito ao conceito de fase não mínima. Sistemas de fase não mínima são sistemas que têm zeros do lado direito do plano complexo, ou seja, com parte real positiva. Como o controlador, de certa forma tem que funcionar como o inverso da função de transferência da planta, os zeros da planta tornam-se polos do controlador e este fica, portanto, instável. Este problema, típico do controle por realimentação, não acontece na estratégia de controle por alimentação direta, normalmente usado nos sistemas adaptativos (WIDROW & STEARNS, 1985).

As aplicações de ANC tornam-se bastante atrativas quando comparadas com o uso de técnicas passivas para problemas em baixa frequência (0-500 Hz). A redução do nível de ruído alcança bons resultados utilizando pequenos pacotes, que incluem os processadores de sinais digitais, sistema eletrônico, sensores, atuadores e o conhecimento técnico como um todo.

Na atual fase de desenvolvimento tecnológico, os custos já estão bem reduzidos, sendo possível uma aplicação mais efetiva em campos industriais.

A utilização de técnicas de *ANC* para problemas em alta frequência fica limitada, devido a fatores como, por exemplo, a existência de modos de ordem elevada e a necessidade de alta taxa de amostragem dos sinais, dificultando o uso desta técnica para uma aplicação no campo de redução deste tipo de ruído.

Em um sistema mais complexo, onde existam problemas de baixa e alta frequência, o ideal é trabalhar com as técnicas ativas e passivas em conjunto.

As aplicações de *ANC* incluem inúmeras áreas de atuação, como a indústria automotiva e militar, com veículos especiais, silenciadores eletrônicos, motores e atenuação de ruído interno para os passageiros em cabinas.

No campo industrial, a principal área de atuação do *ANC* é a dos sistemas de ar condicionado, refrigeradores, isolamento de salas (zona de silêncio local), compressores, transformadores (HANSEN & SNYDER, 1997), protetores auriculares ativos, dentre outras aplicações.

O estudo de redução de ruído em dutos tornou-se, ao longo dos anos, um campo de intensa aplicação, principalmente devido ao potencial industrial e à viabilidade de montagem de sistemas experimentais. Sistemas de ar condicionado em dutos envolvem não somente os campos da indústria, mas também escritórios, salas de concerto e hospitais, locais onde é necessário e importante não existirem altos níveis de ruído.

A técnica de *ANC*, quando aplicada ao caso dos dutos, apresenta a vantagem de não restringir, em qualquer momento, o fluxo no interior do sistema implementado, tendo na sua disposição geométrica, composição eletrônica e física, um baixo peso do conjunto utilizado, tornando-se muito atrativo neste campo de atuação.

Segundo HANSEN & SNYDER (1997), exemplos de aplicações em que o uso da técnica de controle ativo de ruído torna-se impraticável são: redução global em banda larga, ruído tonal em alta frequência, transitórios transmitidos em grandes espaços abertos e locais com muitas fontes de ruído atuando em conjunto.

1.1 Objetivos

Os principais objetivos deste trabalho estão descritos a seguir:

- Construir e analisar uma bancada experimental para investigar estratégias de ANC em dutos.
- Avaliar a atuação do algoritmo de controle adaptativo normalizado e com referência filtrada *NFXLMS* (*normalized Filtered – x LMS*) através de simulações numéricas e experimentos em ambiente *MATLAB - SIMULINK*[®].
- Estudar questões associadas à implementação do controlador em tempo real usando a placa de Processamento de Sinal Digital *dSPACE*[®].
- Verificar parâmetros do sistema de adaptação, faixa de frequência e tipo de sinal utilizado na fonte primária (perturbação).
- Estudar três geometrias de dutos, explorando os algoritmos para os casos monocanal, multiterro e multiexcitação.
- Avaliar as impedâncias analíticas e experimentais para o caso de uma geometria de duto proposta.

As formas dos dutos estudados servirão de comparação para uma análise dos resultados de simulações e experimentos. Desta forma, avaliou-se o uso de duas configurações geométricas para o caso monocanal com uma fonte de excitação e uma fonte de controle; uma análise para o caso multiterro com uma fonte de excitação e uma de controle, com múltiplos sensores de erro na saída do sistema.

Os sinais de perturbações tonal e multiexcitação foram avaliados com dois microfones de erro na saída. A limitação da placa de processamento de sinal utilizada não permitiu o uso de mais de um atuador nas avaliações experimentais. Na análise multiexcitação, a soma de dois sinais com frequências distintas foi usado como perturbação do sistema.

1.2 Organização do trabalho

- O Capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica para situar o problema num contexto mais geral, concentrando principalmente o levantamento nos trabalhos que envolvem o controle ativo de ruído em dutos. Nesta revisão, são discutidos desde os primeiros trabalhos apresentados na literatura até o uso dos algoritmos adaptativos com os principais problemas associados à implementação prática desta técnica;
- O Capítulo 3 apresenta uma revisão do algoritmo de controle adaptativo de alimentação direta do Mínimo Erro Médio Quadrático, para os casos monocanal e multiterro. A versão normalizada com referência filtrada é revisada neste capítulo. O filtro digital estudado do tipo *FIR* (Filtro de Resposta Impulsiva Finita) também é apresentado nesta revisão. As limitações encontradas com o uso deste algoritmo adaptativo e filtragem são discutidas;
- O Capítulo 4 apresenta a teoria utilizada para o estudo e desenvolvimento do cálculo das impedâncias em dutos;

- No Capítulo 5 estão apresentados os resultados das aplicações do algoritmo de controle adaptativo normalizado com referência filtrada *NFXLMS* nas configurações do duto para monocanal e multiterro com discussões e avaliações das simulações e experimentos. Os resultados para o estudo das impedâncias em dutos também estão apresentados neste capítulo;
- No Capítulo 6 estão discutidas as considerações finais do trabalho com as principais conclusões alcançadas e as sugestões para os trabalhos futuros.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

2.1 Introdução

O controle ativo de ruído teve seu início nos anos trinta. No entanto, somente a partir da década de oitenta teve ampla aplicação, principalmente devido ao desenvolvimento das técnicas de processamento de sinais, avanços nas áreas computacionais e eletrônica.

O primeiro trabalho formalizando o método de controle em baixa frequência foi proposto na forma de patente por LUEG (1936). A idéia foi introduzir uma fonte de controle de mesma intensidade no sistema para cancelamento do sinal de perturbação existente, resultando em uma atenuação do som original. Lueg utilizou o princípio de que a velocidade do som no ar é muito menor que a velocidade dos impulsos elétricos, entendendo corretamente este fenômeno físico básico. Com isso, o controle ativo tornou-se não somente possível, mas atrativo em sua aplicação. A falta de recursos computacionais e tecnológicos, trouxe algumas limitações, levando a um esquecimento por quase duas décadas.

Nos anos cinquenta, a idéia foi retomada por OLSON (1953) que introduziu e investigou as possibilidades de cancelamento local usando técnicas de controle por realimentação. A idéia foi utilizar um amplificador projetado cuidadosamente, combinando a resposta obtida pelo sensor de erro e o sinal da fonte secundária. Neste esquema, o sensor de erro primeiro mede o sinal do ruído

primário, em seguida é amplificado eletronicamente e invertido para chegar até a fonte secundária, que está localizada próxima ao sensor de erro. Nesta configuração, o sensor de erro e a fonte secundária, encontram-se muito próximos, principalmente para evitar e minimizar o efeito do atraso acústico. Outro fator importante e limitador deste esquema, a faixa de frequência utilizada fica muito restrita e sujeita a instabilidades causadas por realimentação em alta frequências, onde a resposta em fase não é facilmente controlada.

Desde a idéia original, o controle ativo de ruído (*ANC*) passou por uma longa transição, saindo dos conceitos de laboratório para uma realidade com implementações práticas, como é mostrado pelo trabalho de APLIN (1994), onde são explorados e apresentados algoritmos para o controle de ruído no interior de cabinas de avião. Reduções significativas são alcançadas em determinadas regiões da cabina. ERIKSSON & ALLIE (1988) descreveram um sistema de *ANC* com aplicações em dutos industriais para ruído em banda larga e estreita. Inúmeros trabalhos podem ser encontrados na literatura com aplicações comerciais de *ANC* (KUO & MORGAN).

O desenvolvimento das técnicas de processamento de sinais, entendimento dos princípios e mecanismos físicos envolvidos em um sistema de controle ativo, avanços em disciplinas como eletrônica, controle, acústica e vibrações contribuíram em grande parte para o interesse nesta área de pesquisa. Com o advento destas técnicas, o *ANC* teve ampla expansão com diversas implementações e desenvolvimento de novos algoritmos (BIES & HANSEN, 1996).

O trabalho apresentado por WARNAKA (1982), mostra uma revisão até os anos oitenta, com a contribuição dos principais textos científicos publicados, destacando-se os sistemas monopolo, proposto por Lueg e os dois e três monopolos, propostos por SWINBANKS (1972). Neste trabalho de revisão, um levantamento do número de trabalhos publicados também é apresentado, sendo 240 antes de 1970, passando para 850 nos anos 70 e 2200 nos anos oitenta.

STEVENS & AHUJA (1991) apresentaram os avanços do controle ativo de ruído com os principais campos de aplicações, inovações das técnicas utilizadas até os anos noventa e, em particular, uma abordagem das pesquisas desenvolvidas nos anos oitenta também é apresentada.

O trabalho de ELLIOTT e NELSON (1993) descreve o controle ativo, apresentando as principais técnicas desenvolvidas para reduzir o ruído em baixa frequência. ERIKSSON (1996) mostrou o perfil geral dos anos noventa e os novos desafios a serem explorados na área de controle ativo de ruído e vibrações, com modernas técnicas e aplicações.

As áreas de pesquisas concentram-se principalmente no controle de ruído em cabinas de aviões, sistemas de dutos industriais, estudo nas áreas automotivas e de transporte (ELLIOTT & NELSON, 1992). Em particular, o ANC em dutos teve grande destaque no desenvolvimento desta técnica, principalmente, devido ao seu potencial de aplicação industrial em aquecedores, ventiladores e ar condicionados (CANEVET (1978), TRINDER & NELSON (1983), ERIKSSON & ALLIE (1988), BAI *et al.* (1995), KUO & MORGAN (1996)).

O cancelamento de ruído em dutos foi muito estudado no campo do ANC. Várias razões motivaram este estudo, sendo a principal, o fato de que apenas os modos de ondas planas se propagar abaixo da frequência de corte de um duto unidimensional, o que torna o controle de ruído em dutos bastante atrativo (HANSEN & SNYDER, 1997). O controle no espaço tridimensional pode ser visto em SHOURESHI *et al.* (1993), técnicas de controle, tais como, alocação de polos e mínima variância são comparadas nas simulações com sinal de perturbação do tipo harmônico.

Na literatura, inúmeros trabalhos para cancelamento de ruído em dutos foram apresentados e discutidos desde a idéia original de Lueg. POOLE & LEVENTHALL (1976) apresentaram um estudo experimental do método de Swinbanks, com algumas vantagens em desempenho e implementação. Resultados experimentais para sinal de perturbação periódico (tonal) em 150 Hz foram alcançados com mais de 50 dB de redução. Os principais problemas associados à produção

de sistemas práticos baseados neste método estão associados ao desenvolvimento e configurações das fontes secundárias que acabam limitando a faixa de frequência a ser controlada. Outros sistemas foram descritos na literatura, como o Chelsea, que usa um microfone ligado entre duas fontes secundárias do duto (EGHTESADI & LEVENTHALL, 1982). O tripolo acústico ou sistema Jessel é outro exemplo de aplicação, mas neste caso, são consideradas três fontes secundárias e um microfone de referência atuando no sistema do duto (WARNAKA, 1982).

Um estudo em ANC em dutos pode ser encontrado no trabalho de TICHY *et al.* (1984) sobre o efeito da posição dos microfones. No passado, para alcançar radiação direcional, dipolos ou fontes tripolares foram usadas para cancelamento. A análise do campo sonoro em uma relação direta com o realimentação do microfone é discutida neste trabalho com avaliações e otimização do posicionamento do sensor de referência e erro no duto.

Uma importante propriedade dos sistemas modernos de controle ativo de ruído, particularmente os do tipo alimentação direta (*feedforward*) é o fato de serem adaptativos, adaptando-se a pequenas mudanças depois de iniciado o controle (ELLIOTT & NELSON, 1992). Controladores não adaptativos são normalmente aplicados aos casos de realimentação. Um sistema de alimentação direta consiste de um sensor de referência, uma fonte de controle, um sensor de erro, um algoritmo de controle e um filtro adaptativo (HANSEN & SNYDER, 1997). Algoritmos não adaptativos são pouco aplicados na indústria, principalmente devido a variabilidade do sistema a ser controlado. Algumas aplicações que usam a combinação desses dois casos são apresentados por KUO & MORGAN (1996).

Com o uso da técnica de controle por realimentação, a região de detecção e atenuação do som são separadas. Em contra partida, no controle por alimentação direta, detecção e atenuação ocorrem na mesma região. Controladores do tipo realimentação não requerem o conhecimento prévio do sinal a ser controlado e atuam variando a resposta do sistema através de mudanças na frequências de ressonância e amortecimento. Exemplos de aplicações do uso destes

controladores, incluem atenuadores de som ativo, suspensão de veículos, controle ativo de vibração estrutural, dentre outros (KUO & MORGAN).

Com respeito aos controladores de alimentação direta, estes usam filtros digitais de resposta impulsiva finita (*Finite Impulse Response - FIR*) para atuar como um modelo inverso do sistema a ser controlado, com a medida do distúrbio inicial passando através do filtro e então controlando o sinal da fonte. Sistemas práticos são adaptativos e podem atuar efetivamente com as mudanças nos parâmetros físicos, temperatura e velocidade do som. Aplicações de ANC com o uso de técnicas de realimentação e alimentação direta são encontrados em: ELLIOTT & NELSON (1992), BIES & HANSEN (1996), KUO & MORGAN (1996) e HANSEN & SNYDER (1997).

WIDROW *et al.* (1975) apresentaram aplicações usando sistemas adaptativos, introduzindo o algoritmo do Mínimo Erro Médio Quadrático, mecanismos de filtragem, avaliação do método e parâmetros do algoritmo, convergência e as principais propriedades envolvidas na descrição do sistema. Abordagens mais sucintas podem ser verificadas em vários trabalhos da literatura (WIDROW & STEARNS (1985), KUO & MORGAN (1996) e NELSON & ELLIOTT (1992)) com exemplos e inúmeras aplicações.

O uso do algoritmo *LMS* tem sido comparado com novas propostas de algoritmos para aplicações em dutos (YUAN & FUNG, 1999). O algoritmo *LMS*, quando usado sem modificação, fica suscetível a instabilidade, devido à realimentação acústica dos transdutores da saída para a entrada. O problema pode ser minimizado através do uso de transdutores direcionais ou através de um transdutor na entrada que não é sensível à realimentação acústica (ERIKSSON, 1996). Uma melhor maneira de compensar este efeito é usar modelos recursivos que podem representar polos e zeros de uma função de transferência desejada. Algoritmos recursivos do tipo *Recursive Least Squares - RLS* estão descritos por HAYKIN (1996) que mostra algumas destas aplicações. Resultados comparativos com aplicações em dutos utilizando os algoritmos *RLS* e *LMS* podem ser encontrados em JIRICEK & KONICEK (1997).

Outro fator importante que causa instabilidade no algoritmo *LMS*, está relacionado com o sinal do filtro adaptativo, que pode sofrer uma mudança de fase ao passar através da estimativa da planta do sistema físico. A solução para este problema, proposta inicialmente por Morgan em 1980 é apresentada por WIDROW & STEARNS (1985) e aplicado a problemas de ANC por BURGESS (1981) que consiste em introduzir uma mudança de fase similar no caminho do sinal de referência, antes da estimativa do gradiente. Uma estimativa da planta modela a resposta do caminho secundário, gerando um sinal de referência filtrado, multiplicado com o sinal de erro para formar a estimativa do novo gradiente e resultar no conhecido *LMS* com referência filtrada ou conhecido como *FXLMS*.

O controle ativo de som e vibração abrange diversas tecnologias associadas com o processamento e sensibilidade do sinal. Técnicas de filtragem e processamento de sinal usando configurações de controle por realimentação e realimentação direta são apresentadas em KUO & MORGAN (1996).

Na literatura, inúmeras modificações no algoritmo *LMS* podem ser encontradas, como é o caso do algoritmo denominado *Leaky LMS*. Nesta implementação, o problema surge da associação dos altos níveis de ruído com baixa frequência de ressonância, causando distorção não linear por sobrecarga da fonte secundária (KIM *et al.*, 1995). Outro exemplo, o algoritmo *LMS* que usa uma estimativa de correlação entre o sinal de entrada e o sinal de erro para ajustar o tamanho do passo (μ) do algoritmo adaptativo. O algoritmo com o tamanho do passo (μ) variável também pode ser encontrado, o qual introduz um valor μ para cada peso do filtro em um filtro transversal. O valor de cada μ varia de acordo com a estimativa de distância para o mínimo erro médio quadrático (*Mean Square Error - MSE*). A versão para operar com sinais complexos que incluem filtragem adaptativa de sinais em alta frequência para banda estreita também é apresentada na literatura. Um estudo mais detalhado das versões e possibilidades de modificações do *LMS* podem ser encontradas no livro de KUO & MORGAN (1996), sobre sistemas de controle de ruído ativo com implementações de algoritmos e uso de processadores de sinal digital (*Digital Signal Processing - DSP*).

No estudo de *ANC*, o sucesso de uma implementação, alcançando redução representativa no nível de ruído, depende de dois subsistemas atuando em conjunto: o sistema físico e o sistema eletrônico. O sistema físico engloba as fontes de controle secundária e os sensores de erro (microfones) que monitoram o desempenho do controle, verificando a medida do ruído residual; e o sistema eletrônico, que envolve o controlador, o processamento do sinal e a filtragem digital (HANSEN & SNYDER, 1997). A qualidade da fonte primária (perturbação) e secundária (controle), posicionamento dos sensores de erro (microfones), direção do fluxo de potência acústica e impedâncias acústicas no interior do duto também fazem parte deste estudo.

SNYDER & HANSEN (1989) examinaram as propriedades físicas envolvidas na implementação de controle ativo de ruído em dutos. Medidas acústicas foram usadas para determinar diretamente o fluxo de potência associado com as fontes primária e secundária. Um modelo para *ANC* em dutos com uma e duas fontes de controle foi apresentado na proposta deste trabalho. Verificações, através de simulações e experimentos, usando o cálculo da impedância acústica e fluxo de potência também foram apresentados no trabalho.

ZANDER & HANSEN (1992) apresentaram resultados da influência das variações geométricas no sistema físico que podem trazer mudanças significativas na implementação do sistema de controle para propagação de onda plana em dutos. Uma e duas fontes secundárias são avaliadas através do fluxo de potência acústica, destacando-se o sistema atuando com duas fontes secundárias.

A minimização do campo sonoro em uma determinada região está associada com a configuração geométrica do duto, disposição dos sensores de erro e fontes de controle. ZANDER & HANSEN (1993) buscaram discutir resultados comparativos do número de sensores de erro atuando na redução da pressão em um ponto, potência acústica real total na saída e estimativa da energia potencial acústica em um duto com sinal periódico. Uma nova estratégia, baseada na minimização do campo sonoro a jusante foi apresentada.

Muitas aplicações em *ANC* requerem o uso do controle multicanal, devido à complexidade da natureza do campo acústico envolvido. O uso de múltiplas fontes secundárias e múltiplos sensores de erro atuando nos sistemas de controle torna-se necessário para obtenção de bons resultados em uma implementação prática (SNYDER & HANSEN, 1992). Desta forma, há situações em que o ruído não desejado é transmitido em vários locais, tornando o uso do monocanal ineficiente para um controle efetivo. O uso do controle *ANC* multicanal com aplicações em ruído de veículos automotores pode ser verificado no trabalho de ELLIOTT (1994). Outras aplicações de *ANC* multicanal podem ser encontradas em ELLIOTT & NELSON (1993), MONTASSIER & CARME (1997), HANSEN & SNYDER (1997), BIES & HANSEN (1996), (FÜLLER *et al.* 1996) e KIM *et al.* (1997). NELSON & ELLIOTT (1992) apresentaram em seu livro uma descrição mais detalhada da aplicação do multicanal com uma revisão do assunto e exposição de diversos exemplos.

O algoritmo para implementação múltiplo erro *FXLMS* foi discutido por ELLIOTT *et al.* (1987), representando a primeira tentativa para controlar campos sonoros indesejáveis produzidos por rotação de máquinas, como é o caso dos ruídos em motores de veículos. A estratégia de controle usada é ajustar as várias fontes de controle para minimizar a soma dos quadrados na saída de um número grande de microfones de erro.

O sucesso da aplicação da técnica de *ANC* multicanal tem sido limitado para os casos que envolvem ruído repetitivo com uma quantidade de harmônicos atuando no sistema. O desempenho do controlador para estes casos também fica limitado, devido principalmente ao problema da causalidade, que está associado ao atraso no tempo de atuação do controlador. (KUO & MORGAN, 1996).

Atualmente, novos algoritmos são propostos na literatura baseados na técnica do *LMS* para controlar ruído em baixa frequência; casos do algoritmo *LMS* no domínio da frequência também são discutidos em trabalhos experimentais, verificando eficiência computacional e complexidades

nas implementações (SHEN & SPANIAS, 1996). Outras técnicas mais elaboradas de busca aleatória podem ser encontradas através dos Algoritmos Genéticos, que alcançam reduções globais com o ajuste dos parâmetros envolvidos no sistema de controle (HAMADA *et al.* 1995) e (WANGLER & HANSEN, 1995).

Desde a idéia original de Lueg, muitos trabalhos foram implementados e discutidos. ERIKSSON (1999), apresenta os principais pontos e progressos alcançados na área de controle ativo de ruído no decorrer dos últimos vinte e cinco anos. Neste trabalho, uma abordagem acompanhada de uma breve revisão com ênfase nos principais desafios a serem encontrados nesta área foram discutidos. Dentro de uma variedade de desafios encontrados, o caso dos transdutores, que ainda possuem custo relativamente elevado, são frágeis e ineficientes, principalmente quando atuam em baixas frequências, vem sendo um dos principais fator limitação da prática efetiva de ANC comercialmente. Muitos dos desafios ainda estão em desenvolvimento com diversas pesquisas sendo realizadas para torná-los mais eficientes e adequados para implementações práticas. Aplicações em engenharia e desenvolvimento de produtos em acústica e vibrações também são apresentados com uma visão do futuro desta área e estratégia de desenvolvimento.

De uma forma mais geral, as principais referências usadas efetivamente na realização deste trabalho podem listadas na seguinte ordem: os trabalhos de WARNAKA (1982), ELLIOTT & NELSON (1993) e ERIKSSON (1996) que apresentam uma visão geral do assunto e suas principais aplicações com levantamento da evolução desta técnica ao longo dos anos. O livro de WIDROW & STEARNS (1985) que apresenta uma abordagem de filtragem adaptativa com as técnicas utilizadas. KUO & MORGAN (1996), através de seu livro, apresentam implementações DSP com discussões e análise do algoritmo LMS com suas principais aplicações. Para o estudo das impedâncias, KINSLER *et al.* (1982) no contexto da teoria e HANSEN & SNYDER (1997) para aplicações em controle ativo de ruído. Para o estudo multicanal, o livro de NELSON & ELLIOTT (1992) apresenta toda formulação da teoria usada, a técnica e o desenvolvimento com diversas aplicações.

Capítulo 3

Controle Ativo de Ruído Usando *LMS* Filtrado

3.1 Introdução

Este capítulo tem como objetivo apresentar os conceitos básicos para implementação do controlador adaptativo de alimentação direta, tratado especificamente neste trabalho pelos filtros digitais do tipo *FIR* e o algoritmo do Mínimo Erro Médio Quadrático (*LMS*), segundo WIDROW & STEARNS, (1985).

A Figura 3.1 apresenta um esquema básico do diagrama de blocos usado para um filtro adaptativo.

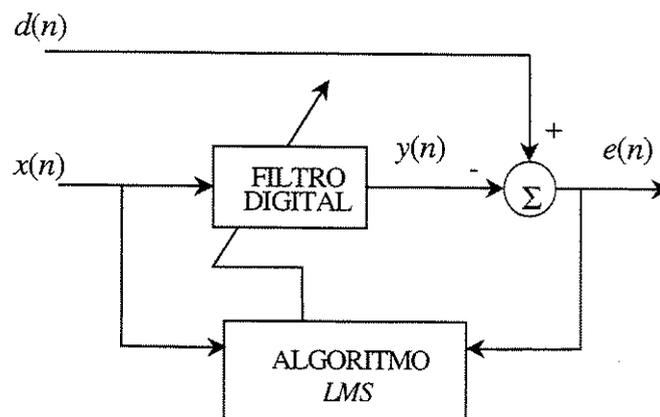


Figura 3.1 - Diagrama de blocos de um filtro adaptativo.

A resposta desejada é dada por $d(n)$, o sinal $y(n)$ representa a saída atualizada pelo filtro digital programável, sendo $x(n)$ o sinal de entrada como referência. A diferença do sinal desejado e a saída do filtro digital constituem o valor quadrático médio do sinal de erro $e(n)$ que deverá ser minimizado através de um ajuste dos coeficientes do filtro, efetuado pelo algoritmo adaptativo (KUO & MORGAN, 1996).

Dentro do estudo de ANC, a escolha do tipo de estratégia a ser utilizada para aplicação de um determinado problema, requer a definição de um filtro digital, um algoritmo correto com um controlador que atue na solução efetiva do problema.

Em geral, duas estruturas de filtros digitais podem ser usadas para aplicações de filtragem adaptativa: o filtro de resposta impulsiva finita (*FIR*) e o de resposta impulsiva infinita (*IIR*). Filtros *FIR* são normalmente apropriados para problemas de ruído tonal, em geral o mais comum sinal de referência encontrado em trabalhos de controle ativo de ruído e vibração. Em alguns casos, especificamente quando existem ressonâncias no sistema a ser controlado ou se há realimentação acústica da fonte de controle para o sensor de erro, a melhor escolha são os filtros do tipo *IIR*, que modelam diretamente os polos no sistema. Sistemas não lineares ou fontes de controle não linear, requerem o uso combinado das duas estruturas de filtros: *FIR* e *IIR* (BIES & HANSEN, 1995).

Alguns casos, especificamente quando existem ressonâncias no sistema a ser controlado ou se há realimentação acústica da fonte de controle para o sensor primário, os filtros do tipo *IIR* são a melhor escolha, modelando diretamente os pólos no sistema. A maior vantagem dos filtros *IIR*, quando comparado com o *FIR*, é o fato de poderem modelar sistemas complexos com poucos coeficientes de pesos, reduzindo o custo computacional numa implementação prática.

Neste trabalho, a revisão apresentada para o estudo de controle ativo de ruído, tem interesse particular no uso do filtro do tipo *FIR* e o algoritmo de controle adaptativo *LMS* com sinal de referência filtrado para os casos monocanal e multiterro, aplicados nas simulações e experimentos

realizados. A formulação apresentada é dada para o caso multicanal na sua versão multierro, com mais de um sensor de erro na saída, obtendo-se uma formulação mais generalizada do que para o caso simples monocanal.

3.2 Implementação do algoritmo

O princípio básico do ANC diz que conhecendo-se o sinal de referência (fonte primária), o qual está correlacionado com a perturbação acústica, é possível cancelar este sinal adicionando-se a ele um sinal de cancelamento (fonte secundária), que é obtido através da filtragem do sinal de referência. Nesta seção, será apresentada uma revisão do algoritmo *FXLMS* para a condição multicanal, apresentada segundo (KUO & MORGAN, 1996). Neste caso, assume-se a hipótese de que o sinal de referência não será afetado pela saída das fontes secundárias e o sistema é de alimentação direta. A Figura 3.2 apresenta um diagrama de blocos simplificado do algoritmo *FXLMS* com uma referência e múltiplas saídas.

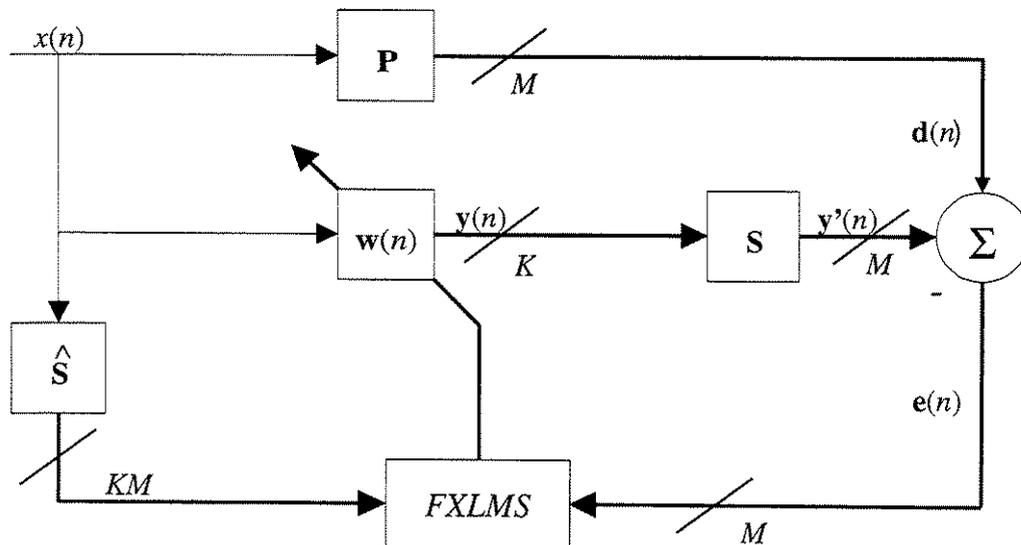


Figura 3.2 - Diagrama do algoritmo *FXLMS* com uma referência e múltiplas saídas.

O algoritmo será descrito de uma forma geral, com um único sinal de referência, $x(n)$, que é usado para todos os K filtros adaptativos. A minimização da soma dos quadrados do ruído residual medido pelos M sensores de erro pode atenuar o campo de ruído primário. Os componentes do sinal de erro $\mathbf{e}(n)$ são formados pelas M saídas dos microfones de erro. A matriz $\hat{\mathbf{S}}$ representa a estimativa dos $M \times K$ caminhos secundários das K fontes secundárias para os M microfones de erro. Para o caso de $M = K = 1$, esta condição reduz ao algoritmo adaptativo monocanal, também avaliado nas simulações e experimentos deste trabalho.

Na Figura 3.2, o vetor $\mathbf{w}(n)$, representa os pesos associados a todos os K filtros adaptativos; matematicamente pode-se escrever:

$$\mathbf{w}(n) \equiv [\mathbf{w}_1^T(n) \quad \mathbf{w}_2^T(n) \quad \cdots \quad \mathbf{w}_K^T(n)]^T \quad (3.1)$$

onde

$$\mathbf{w}_k(n) \equiv [w_{k,0}(n) \quad w_{k,1}(n) \quad \cdots \quad w_{k,L-1}(n)]^T, \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (3.2)$$

são os vetores pesos dos K filtros adaptativos, cada um de ordem L . O vetor do sinal de cancelamento $\mathbf{y}(n)$ definido por

$$\mathbf{y}(n) \equiv [y_1(n) \quad y_2(n) \quad \cdots \quad y_K(n)]^T \quad (3.3)$$

é usado para acionar as K fontes secundárias. O sinal de $y_k(n)$ é obtido pela filtragem do sinal de referência $x(n)$ através dos correspondentes filtros *FIR* adaptativos $\mathbf{w}_k(n)$

$$y_k(n) = \mathbf{w}_k^T(n) \mathbf{x}(n), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (3.4)$$

onde

$$\mathbf{x}(n) \equiv [x(n) \quad x(n-1) \quad \cdots \quad x(n-L)]^T \quad (3.5)$$

é o vetor do sinal de referência comum a todos os filtros adaptativos. As equações (3.1), (3.3) e (3.4) podem ser combinadas como:

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{X}^T(n) \mathbf{w}(n) \quad (3.6)$$

onde o valor de $\mathbf{X}(n)$ é uma matriz bloco $KL \times K$.

$$\mathbf{X}(n) = \begin{bmatrix} x(n) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & x(n) & 0 & \dots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & x(n) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

O vetor do sinal de erro $\mathbf{e}(n)$, medido pelos M sensores de erro pode ser expresso como:

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{y}'(n) \quad (3.8)$$

onde

$$\mathbf{d}(n) \equiv [d_1(n) \quad d_2(n) \quad \dots \quad d_M(n)]^T \quad (3.9)$$

$$\mathbf{y}'(n) \equiv [y'_1(n) \quad y'_2(n) \quad \dots \quad y'_M(n)]^T \quad (3.10)$$

é o vetor do ruído, com $d_m(n)$ indicando o ruído da fonte primária no m -ésimo sensor de erro, com $y'_m(n)$ indicando a soma do sinal de cancelamento das K fontes secundárias para o m -ésimo sensor de erro, respectivamente. O vetor $\mathbf{y}'(n)$ pode ser expresso por:

$$\mathbf{y}'(n) = \mathbf{S}(n) * \mathbf{y}(n) \quad (3.11)$$

onde $*$ indica produto de convolução linear e $\mathbf{S}(n)$ é uma matriz com $M \times K$ funções de resposta ao impulso, cujos elementos $s_{mk}(n)$ indicam a resposta do m -ésimo sensor de erro à k -ésima fonte secundária. A equação (3.11) pode ser expressa na forma escalar como:

$$y'_m(n) = \sum_{k=1}^K s_{mk}(n) * y_k(n), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.12)$$

Combinando as Eqs. (3.6) e (3.11), a expressão para vetor do sinal de erro dada pela Eq. (3.8), torna-se:

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{S}(n) * [\mathbf{X}^T(n)\mathbf{w}(n)] \quad (3.13)$$

A função custo dos filtros adaptativos é definida como a soma dos erros médios quadráticos, a qual é expressa por:

$$\xi(n) = \sum_{m=1}^M E[e_m^2(n)] \quad (3.14)$$

Se o sinal de referência $x(n)$ estiver correlacionado com $\mathbf{d}(n)$, é possível reduzir o valor de $\xi(n)$ usando o esquema do ANC da Figura 3.2. Devido à natureza quadrática de $\xi(n)$, a solução ótima de \mathbf{w}^0 (filtro de Wiener) pode ser encontrada iterativamente usando um método gradiente, algoritmo de Máximo Descenso (*Steepest Descent Method*) para ajustar os coeficientes dos filtros adaptativos. O filtro otimizado que minimiza a função de custo $\xi(n)$ é dado pela Eq. (3.14) descrita na sequência:

$$R \mathbf{w}^0 = \mathbf{p} \quad (3.14)$$

onde:

$\mathbf{p} \equiv E[d(n) x(n)]$, o vetor de correlação cruzada entre o sinal de entrada $x(n)$ e a saída $d(n)$.

$R \equiv E[x(n) x^T(n)]$, a matriz de autocorrelação do sinal de entrada $x(n)$.

WIDROW & STEARNS (1985) assumem que cada componente do erro médio quadrático pode ser aproximado por seu erro quadrático instantâneo, e a Eq. (3.14) pode ser aproximada pela seguinte expressão:

$$\hat{\xi}(n) = \sum_{m=1}^M e_m^2(n) = \mathbf{e}^T(n) \mathbf{e}(n) \quad (3.16)$$

O vetor peso $\mathbf{w}(n)$ é atualizado na direção do gradiente negativo, baseado na minimização da função custo estimada na Eq.(3.16) e toma a forma usual dada por:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{\mu}{2} \nabla \hat{\xi}(n) \quad (3.17)$$

O gradiente da Eq. (3.16) será calculado com relação ao k -ésimo sub-vetor dos pesos $\mathbf{w}_k(n)$ no tempo n , o qual pode ser obtido das Eqs. (3.8), (3.12) e (3.4) como:

$$\nabla_k \hat{\xi}(n) = \nabla_k \sum_{m=1}^M e_m^2(n) = -2 \sum_{m=1}^M [s_{mk}(n) * \mathbf{x}(n)] e_m(n), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (3.18)$$

Agrupando os gradientes dos sub-pesos, o gradiente total pode ser expresso da seguinte forma:

$$\nabla \hat{\xi}(n) = -2[\mathbf{S}^T(n) \otimes \mathbf{x}(n)] \mathbf{e}(n) \quad (3.19)$$

onde \otimes denota produto de convolução de Kronecker, obtido pela convolução de cada elemento de $\mathbf{S}^T(n)$ com $\mathbf{x}(n)$ para formar uma matriz $KL \times M$.

Nos sistemas práticos de ANC, a matriz $\mathbf{S}(n)$ é substituída por $\hat{\mathbf{S}}(n)$ que é a estimativa de $\mathbf{S}(n)$ usando um método de modelagem antes da implementação do controlador (*off-line*), ou em tempo real com o controlador (*on-line*). Portanto, a matriz dos vetores do sinal de referência filtrado é definida com a seguinte equação:

$$\mathbf{X}'(n) = \hat{\mathbf{S}}^T(n) \otimes \mathbf{x}(n) \quad (3.20)$$

onde os \hat{s}_{mk} , elementos de $\hat{\mathbf{S}}$, representam a resposta ao impulso de um filtro *FIR* $\hat{S}_{mk}(z)$ que é usado para estimar $S_{mk}(z)$ e os $\mathbf{x}'_{km}(n)$, elementos da matriz dos vetores do sinal de referência filtrado $\mathbf{X}'(n)$, são dados por:

$$\mathbf{x}'_{km}(n) \equiv \hat{s}_{mk}(n) * \mathbf{x}(n) \quad (3.21)$$

para $k = 1, 2, \dots, K$ e $m = 1, 2, \dots, M$ são os vetores do sinal de referência filtrado, os quais são formados filtrando-se $\mathbf{x}(n)$ pelo caminho secundário da estimativa de $\hat{S}_{mk}(z)$ da k -ésima fonte secundária para o m -ésimo sensor de erro. Substituindo-se as Eqs. (3.19) e (3.20) na Eq. (3.17) obtém-se o algoritmo *FXLMS* para uma referência e múltiplas saídas, ou seja:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{X}'(n) \mathbf{e}(n) \quad (3.22)$$

A Eq. (3.22) pode ser particionada em K equações, seguindo como:

$$\mathbf{w}_k(n+1) = \mathbf{w}_k(n) + \mu \sum_{m=1}^M \mathbf{x}'_{km} e_m(n) \quad k = 1, 2 \dots K \quad (3.23)$$

A Eq. (3.23) resume o algoritmo adaptativo para o caso multicanal, com M sensores de erro e K filtros adaptativos. Para um sistema que apresente um canal de referência e apenas uma saída ($M = K = 1$), a equação reduz-se ao algoritmo *FXLMS* monocanal.

Para o caso do algoritmo ser usado sem modificação para uma aplicação prática de *ANC*, o resultado provável será um sistema instável. A causa desta instabilidade é devido ao fato do sinal do filtro adaptativo sofrer uma mudança de fase ao passar através da estimativa $\mathbf{S}(n)$. A medida instantânea do gradiente do erro médio quadrático com respeito ao vetor de coeficientes $\mathbf{X}(n) e(n)$ não é uma estimativa completa do gradiente. A solução para este problema, proposta inicialmente por Morgan em 1980, independentemente apresentada por WIDROW & STEARNS (1985) e aplicado a problemas de *ANC* por BURGESS (1981), foi introduzir uma mudança de

fase similar no caminho do sinal de referência, antes da estimativa do gradiente. A estimativa \hat{S} modela a resposta do caminho secundário, gerando um sinal de referência filtrado, multiplicado com o sinal de erro para formar a estimativa do novo gradiente e resultar no conhecido *FXLMS*. O efeito do erro na estimativa da função de transferência que modela a resposta secundária pode ser examinado no trabalho de SNYDER & HANSEN (1994), que também discute a questão de estabilidade do algoritmo *LMS* implementado no domínio do tempo.

Outros fatores podem ser importantes na implementação do algoritmo *LMS*, como o caso da influência das funções de transferências e propriedades do algoritmo *LMS* para o caso com um atuador e um sensor de erro atuando na implementação de um sistema de controle ativo de ruído, discutidas no trabalho de SNYDER & HANSEN (1990).

3.3 Normalização do algoritmo

No algoritmo *LMS*, o gradiente é aproximado por $\nabla \hat{\xi}(n) = -2x(n)e(n)$. A análise de estabilidade do *LMS* indica que o parâmetro μ deve ser positivo e menor do que o maior autovalor da matriz de auto-correlação do sinal de referência.

Quando o maior autovalor é substituído pelo traço da matriz de correlação, o qual é aproximado pela norma do vetor do sinal de referência ao quadrado, obtém-se o algoritmo *LMS* normalizado.

$$w(n+1) = w(n) + \mu \frac{x(n) e(n)}{|x(n)|^2} \quad (3.24)$$

Com o sinal de referência filtrado $x'(n)$, tem-se o algoritmo *LMS* normalizado e filtrado para o caso monocanal, conhecido como *NFXLMS* (WIDROW & STEARNS, 1985).

3.4 Erro de minimização de passo finito

O valor do passo de convergência μ possui uma importante função nos controladores do tipo *LMS*. Um fenômeno conhecido como erro de minimização de passo finito (*misadjustment*) está diretamente relacionado com a escolha deste parâmetro (WIDROW & STEARNS, 1985). Este erro é uma medida dimensional que fornece a distância da solução estacionária para solução ótima w^o de Wiener. Em outras palavras, é uma medida normalizada do custo de adaptabilidade do algoritmo. Valores muito baixos deste parâmetro tornam a convergência do algoritmo lenta, minimizando o efeito deste fenômeno. A escolha ideal do parâmetro μ deve obedecer um critério que satisfaça uma condição de compromisso para uma solução com convergência adequada e um valor que não gere erros de minimização deste parâmetro. Uma outra maneira de selecionar o valor do passo do algoritmo é considerar valores inversamente proporcionais à ordem do filtro usada (L), ou seja, valores pequenos de μ são usados para altos valores de L (WIDROW & STEARNS, 1985).

3.5 Limitações do filtro de Wiener

Segundo BOZIC (1979), as principais limitações de um filtro de Wiener são:

- requer o conhecimento ou uma estimativa da matriz de autocorrelação do sinal de entrada;
- o número de amostras de dados a serem usados no processamento deve ser especificado antes;
- caso haja, por alguma razão, troca no número de dados amostrados, os cálculos devem ser repetidos no processo;

- é necessária a inversão da matriz de auto-correlação de entrada, e dependendo do número de amostras, pode-se ter um alto custo computacional para o processamento;
- possuem convergência lenta e dependência do sinal de referência;
- fontes não estacionárias, como no caso de veículos, a convergência lenta torna-se um grande problema para este tipo de aplicação, principalmente para fontes transientes, como: mudanças de rotação, parada e saída do veículo, ruído dos pneus e trocas de marcha.

Para melhorar a eficiência do *LMS*, inúmeros algoritmos são propostos na literatura, baseando-se no *LMS* modificado, ou outros mais elaborados (KUO & MORGAN, 1996). O uso dos algoritmos recursivos do tipo Kalman ou *RLS* (*Recursive Least Square*) também podem ser aplicados para filtros transversais, melhorando a rapidez no processo de convergência (HAYKIN, 1991). Estudos de modos acústicos de ordem elevada em dutos são discutidos na literatura, apresentando novas metodologias e modelos para descrever este tipo de problema, como é o caso dos métodos analíticos baseados em impedância acústica de cada fonte do sistema implementado (ZANDER & HANSEN, 1992). Algoritmos *LMS* no domínio da frequência também são propostos na literatura como alternativas nas implementações de sistemas de controle (SHEN & SPANIAS, 1996).

O uso da metodologia de *ANC*, para uma dada aplicação, requer o entendimento correto do problema físico e acústico envolvido, com seleção de uma técnica apropriada, verificando as principais limitações das várias estruturas adaptativas e respectivos algoritmos existentes na literatura.

Capítulo 4

Impedância em Dutos

4.1 Introdução

Neste capítulo, o objetivo será apresentar o conceito de impedância acústica dentro do duto e também apresentar uma expressão analítica utilizada na literatura para comparativos de dados de medições experimentais. A formulação que será apresentada foi baseada no livro texto de KINSLER *et al.*(1982).

O conceito de impedância é muito importante no estudo de controle ativo de ruído. Este termo está relacionado com a quantidade de fluxo e energia. Por exemplo, se um sistema tem alta impedância, então o fluxo é reduzido, para o caso contrário, há um aumento do fluxo (HANSEN & SNYDER, 1997).

O estudo de campos sonoros envolve três quantidades importantes: pressão sonora (quantidade de diferença de potencial), velocidade de volume relacionada com o fluxo de energia e a impedância acústica. O estudo do fluxo de energia acústica tem suma importância para o entendimento do ANC, principalmente para verificação das principais regiões com altos níveis de ruído atuando no sistema.

Impedância é uma grandeza complexa. A parte real, que é a resistiva, está relacionada com o fluxo de energia acústica e a imaginária com a reatância, não estando portanto a parte imaginária associada ao fluxo de energia sonora dentro do duto (HANSEN & SNYDER, 1997). Neste trabalho de ANC em dutos, busca-se reduzir a parte real da impedância.

4.2 Impedância acústica

De um modo geral, a impedância acústica específica de um fluido atuando em uma superfície S é o quociente complexo da pressão acústica P na superfície, dividida pela velocidade de volume u (KINSLER *et al.*, 1982).

$$z = \frac{P}{u} \quad (4.1)$$

Outras denominações também fazem parte do estudo das impedâncias, como é caso da impedância de radiação, $Z_R = S \cdot z$, que representa a razão da força/velocidade, fazendo parte da impedância mecânica Z_m de um sistema vibrando associado com a radiação do som.

Na dedução da expressão para a impedância acústica de um duto reto foi utilizada a impedância acústica específica (z). Para tanto, é necessário o conhecimento da pressão acústica e da velocidade de partícula, ambas definidas no domínio da frequência.

A frequência de corte para um duto de seção circular considerando ondas planas e modelos de ordem elevada é dada por $f_c = 1.84 * c / \pi \phi$. Neste estudo, foi usado $c = 343$ [m/s] e diâmetro nominal do duto igual a $\phi = 0,150$ m. Neste trabalho, a máxima frequência utilizada no sinal foi de 1 kHz, podendo-se com isso assumir a hipótese de ondas planas, pelo fato desta frequência estar abaixo da frequência de corte ($f_c = 1339$ Hz) do duto estudado (HANSEN & SNYDER, 1997).

Da equação da onda linearizada e para o caso de ondas planas (KINSLER *et al.*, 1982), a seguinte expressão é definida:

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

onde x representa a coordenada de propagação da onda plana e c a velocidade do som no meio. Resolvendo a Eq. (4.2) no domínio da frequência, encontra-se:

$$\hat{P} = Ae^{ik(L-x)} + Be^{-ik(L-x)} \quad (4.3)$$

onde L representa o comprimento do duto, A representa a amplitude da onda incidente, B a amplitude da onda refletida e o número de onda $k = \omega/c$, com ω a frequência em radianos por segundo.

Tomando a equação de Euler linearizada e admitindo ondas planas propagando na direção x ao longo do duto (KINSLER *et al.*, 1982), tem-se:

$$\frac{\partial^2 P}{\partial x^2} + \rho_0 \frac{\partial u}{\partial t} = 0 \quad (4.4)$$

onde ρ_0 é a densidade do meio. Resolvendo no domínio da frequência para u , encontra-se

$$\hat{u} = -\frac{1}{i\omega\rho_0} \frac{\partial P}{\partial x} \quad (4.5)$$

Com a derivada da Eq. (4.3) em relação a x , encontra-se a seguinte expressão:

$$\frac{\partial \bar{P}}{\partial x} = -ikAe^{ik(L-x)} + ikBe^{-ik(L-x)} = -ik[Ae^{ik(L-x)} - Be^{-ik(L-x)}] \quad (4.6)$$

Substituindo a Eq. (4.6) na Eq. (4.5), a velocidade de partícula é dada por:

$$\hat{u} = \frac{1}{i\omega\rho_0} ik[Ae^{ik(L-x)} - Be^{-ik(L-x)}] \quad (4.7)$$

Fazendo uso das Eq. (4.7) e Eq. (4.3) na equação da impedância acústica específica e lembrando-se que $c = \omega/k$, encontra-se então a impedância acústica específica na seguinte forma:

$$z = \frac{P}{u} = \rho_0 c \frac{Ae^{ik(L-x)} + Be^{-ik(L-x)}}{Ae^{ik(L-x)} - Be^{-ik(L-x)}} \quad (4.8)$$

De acordo com o trabalho de HERNANDES *et al.*,(1998), o alto-falante em baixa frequência funciona como um pistão rígido. Para este trabalho, assumindo que em $x = 0$ o duto possui um pistão rígido, em $x = L$ o duto é aberto, então sua impedância mecânica Z_m é igual a impedância de radiação Z_R . Aplicando a condição de contorno em $x = L$ na Eq.(4.8), tem-se:

$$Z_m = \frac{p S}{u} = \rho_0 c S \frac{A + B}{A - B} \quad (4.9)$$

Resolvendo a Eq. (4.9) para A/B encontra-se a seguinte expressão:

$$\frac{A}{B} = \frac{Z_m + \rho_0 c}{Z_m - \rho_0 c} \quad (4.10)$$

De acordo com (KINSLER *et al.*, 1982), para a hipótese de ondas planas (faixa de frequência de interesse abaixo da frequência de corte) e para o caso de dutos não flangeados na saída de raio igual ao valor de a , tem-se a seguinte aproximação para o cálculo da impedância mecânica:

$$Z_m = \rho_0 c S (0.25(ka)^2 + i0.6ka) \quad (4.11)$$

Reagrupando todos os termos encontrados e fazendo uso do conceito de impedância mecânica para encontrar as variáveis A/B , a Eq. 4.12 apresentada abaixo, define a expressão usada neste trabalho para o cálculo da impedância analítica e que será comparada no próximo capítulo com os resultados de medições experimentais para o caso de uma geometria de duto estudada.

$$\tilde{Z}(x, \omega) = \frac{\hat{P}(x, \omega)}{\hat{u}(x, \omega)} = \rho_0 c S \frac{\frac{A}{B} e^{iK(L-x)} + e^{-iK(L-x)}}{\frac{A}{B} e^{iK(L-x)} - e^{-iK(L-x)}} \quad (4.12)$$

Capítulo 5

Resultados e Discussões

5.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada uma análise dos resultados de simulações e experimentos de três configurações dos dutos estudados; respectivamente: duto em forma de Y, duto T e o duto em forma de U. Nas duas primeiras configurações avaliou-se o caso monocanal e, na última, o caso multiterro.

O estudo do duto Y foi avaliado para sinal de perturbação senoidal (tonal); para o caso do duto T, sinais tonal e aleatório foram investigados. Uma abordagem utilizando o estudo das impedâncias acústicas também será apresentada, complementando o estudo do duto T.

Finalizando a apresentação dos resultados, um estudo comparativo para os casos monocanal, multiterro e multiexcitação será apresentado. Neste estudo, apenas o uso de uma fonte primária (perturbação) e secundária (controle) será discutido com variações do uso de um e dois sensores de erro atuando no sistema físico e eletrônico.

Para os casos propostos, o uso de uma bancada experimental foi explorado, permitindo várias configurações possíveis para os dutos.

Os resultados serão apresentados com a seguinte metodologia de análise: apresentação e definição da geometria do duto constando da parte física e eletrônica, identificação da planta, simulação dos dados com a planta identificada em ambiente *MATLAB-SIMULINK*[®] e avaliações experimentais das propostas dos dutos usando a placa de processamento de sinal digital *dSPACE*[®].

5.2 Estudo do duto Y

O uso de uma bancada experimental constituída de tubos de PVC e conexões com diâmetro nominal igual a $\phi = 0,150$ m, permitiu explorar diversas configurações na forma e aplicação do *ANC* em dutos.

Inicialmente, para o caso monocanal com sinal de perturbação tonal, optou-se pela conexão em Y, acreditando ser esta uma boa aproximação para o estudo do duto, devido ao fato da fonte secundária (controle) estar diretamente direcionada para a região a ser controlada (zona de silêncio).

Para o sinal de perturbação tonal, a forma em Y não causou problemas de tempo de atraso no processamento do sinal da fonte secundária (SNYDER & HANSEN, 1990). Com o objetivo de explorar o uso de sinal aleatório, evitando problemas de tempo de atraso, a mudança para conexão em T foi proposta para uma nova análise de dados.

O estudo do duto Y foi avaliado para uma faixa de frequência de 0 a 200 Hz com uso do algoritmo *NFXLMS*. Limitações no tempo de amostragem da placa de controle *dSPACE* utilizada não permitiram aumentar a faixa de frequência para este estudo. Os parâmetros analisados do controlador foram: número de filtros (L), valor do passo de convergência (μ), frequência da fonte de perturbação e frequência de amostragem.

A Figura 5.1 mostra o esquema da montagem experimental do duto Y com as respectivas dimensões e geometrias, alto-falantes e microfones de erro. Um dos alto-falantes (L_1) atua como fonte de perturbação, e o outro como fonte de controle (L_2). Os microfones de erro estão dispostos em (1), (2) e (3), a fim de monitorar o sinal de controle. Os microfones (1) e (2) distam de 0,050 m entre si. O posicionamento do microfone (3) pode variar internamente ao longo do eixo do duto. Os microfones são do tipo omnidirecional 1/4" ICP[®] (*Modal Shop model TMS130A10*) e alto-falantes *NOVIK*[®] de 480 W de potência, 4 Ω de impedância nominal com diâmetro nominal igual a $\varnothing = 0,150$ m. A Figura 5.2 apresenta uma vista geral do experimento na bancada de ensaio.

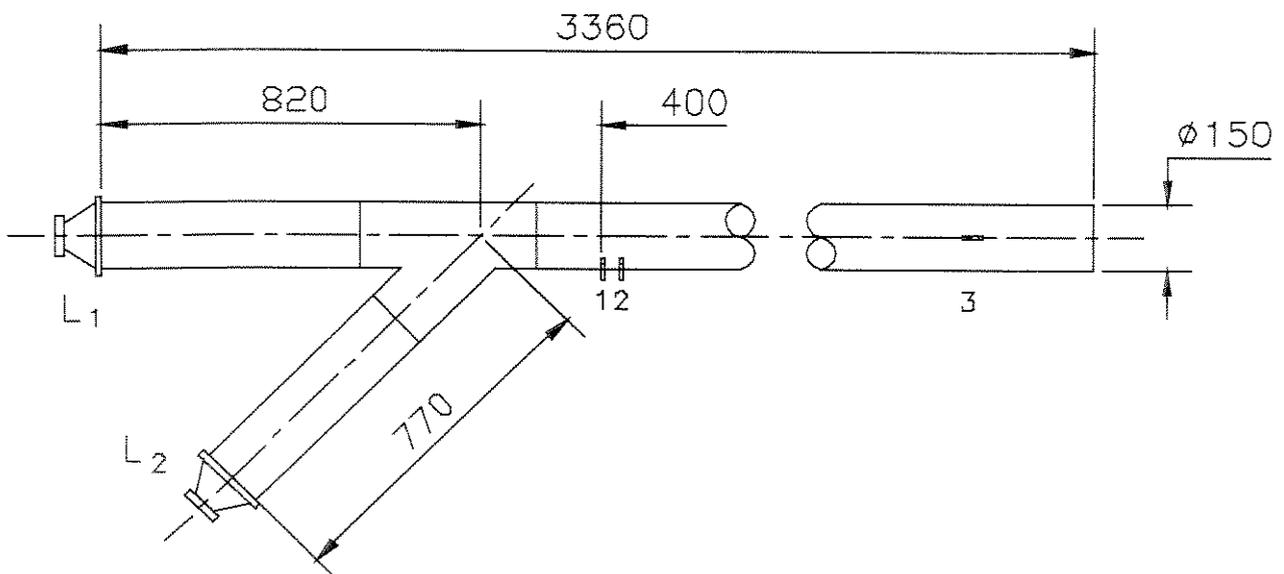


Figure 5.1 - Geometria do duto Y com valores em mm. (L_1) alto-falante de perturbação; (L_2) alto-falante de controle; (1), (2), e (3) microfones de erro.

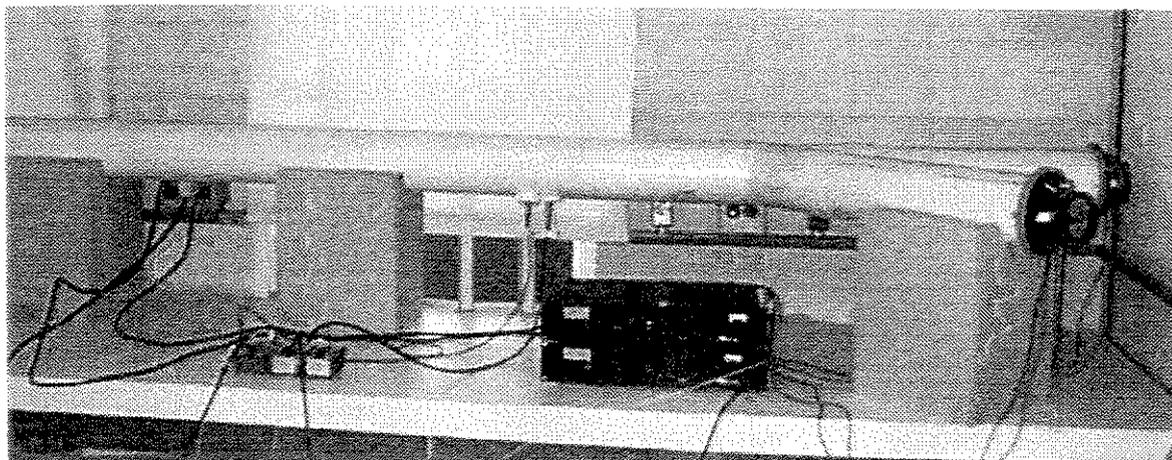


Figura 5.2 - Vista geral da montagem do experimento com o duto Y.

5.2.1 Identificação da planta

Para identificação da planta do sistema físico do duto Y através do modelo de estado, foram usadas Funções de Resposta em Frequência (*FRF*) identificadas experimentalmente (sinal de perturbação e controle como entradas e microfones de erro como saídas) usando o sistema de aquisição de dados HP35650 com o software HP3566 *Analyzer*. A faixa de frequência utilizada para excitação do sistema físico do duto Y foi de 0 a 800 Hz com sinal aleatório contínuo. As Figuras 5.3 e 5.4 apresentam os comparativos das *FRF* medidas e as *FRF* sintetizadas para a faixa de 0 a 200 Hz, a qual foi definida por apresentar praticamente coincidência nesta faixa de frequência para os resultados analisados, usando o sistema de identificação denominado método de Realização de Auto-Sistemas (*ERA*), proposto por (JUANG *et al.*, 1985). Para a identificação da planta do duto Y, o método *ERA* foi usado através de um programa implementado por ARRUDA (1998) em ambiente *MATLAB*[®] (*The Mathworks, Inc.*). Nesta formulação, que usa uma teoria sofisticada, mas de fácil implementação, supõem-se que as *IRF* foram estimadas, o que é feito calculando-se as transformadas de Fourier inversas da *FRF*, com o cuidado de evitar erro de resolução insuficiente em frequência, conhecido como *leakage* (OPPENHEIM & SCHAFER, 1989).

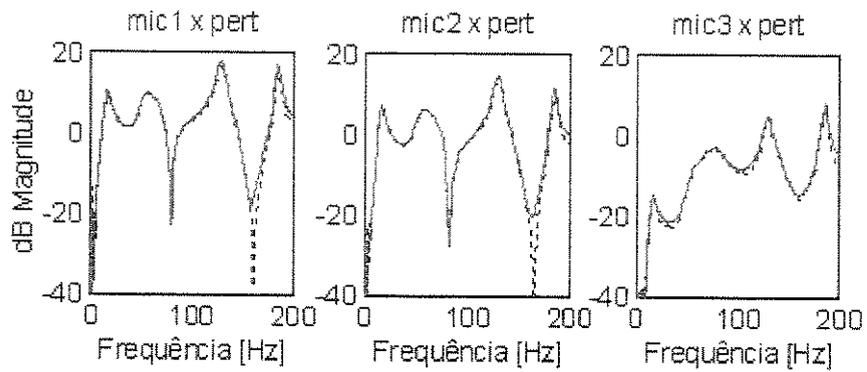


Figura 5.3 - *FRF* entre sinal de perturbação e microfones de erro 1, 2 e 3.

(—) Medido e (---) identificado.

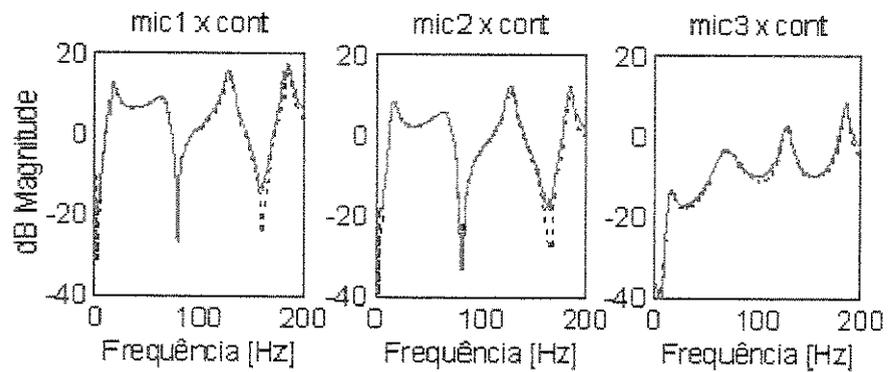


Figura 5.4 - *FRF* entre sinal de controle e microfones de erro 1, 2 e 3.

(—) Medido e (---) identificado.

5.2.2 Resultados das simulações

A planta denominada de duto Y foi estimada antes do controlador ser implementado (processo *off-line*), e após identificação, o modelo contínuo foi discretizado para realização das simulações em ambiente *MATLAB - SIMULINK*[®] (*The Mathworks, Inc.*). A caixa de ferramentas *DSPBlockset* do *MATLAB* foi usada para construção dos diagramas e simulação do controle com os dados obtidos na identificação da planta.

As simulações foram efetuadas visando analisar os parâmetros envolvidos no algoritmo *NFXLMS*. A Figura 5.5 apresenta um esboço do diagrama de blocos utilizado nas simulações. O sinal de referência passa através de uma cópia da planta identificada e o algoritmo adaptativo tem como função, ajustar os coeficientes do filtro, minimizando o valor do sinal do erro médio quadrático. Os pesos do filtro são adaptados até que o erro seja progressivamente reduzido e o sinal de perturbação atenuado.

Para o estudo do duto Y, o sinal de perturbação investigado foi do tipo tonal (seno), compreendendo a faixa de frequência de 0 a 200 Hz. A Tabela 5.1 resume os parâmetros do controlador avaliados nas simulações para atenuação na região do microfone (1). Todos os casos apresentados atenuaram o nível de pressão sonora na região dos microfones (1), (2) e (3), sendo encontrado para os microfones (1) e (2), resultados coincidentes nas avaliações das simulações e experimentos.

O bloco denominado de duto Y representa a planta do sistema físico do duto. Os detalhes da montagem do algoritmo *NFXLMS* podem ser observados na Figura 5.6. Este bloco descreve a forma com a qual os cálculos são efetuados, através do algoritmo de controle *LMS*, que busca minimizar o valor do sinal de erro, atenuando o sinal de perturbação do sistema (fonte primária).

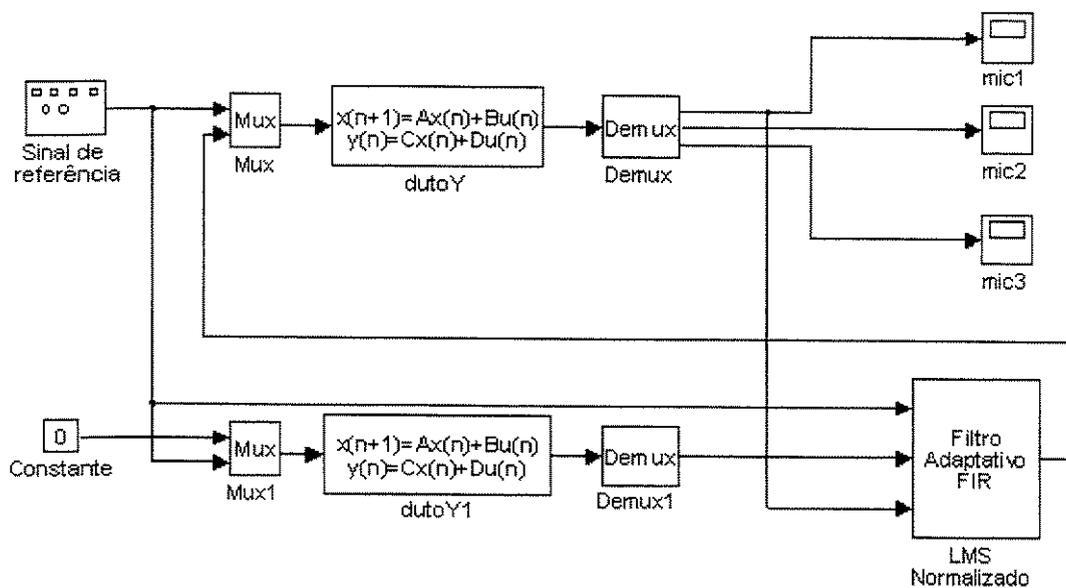


Figura 5.5 - Diagrama de controle do duto Y usado nas simulações.

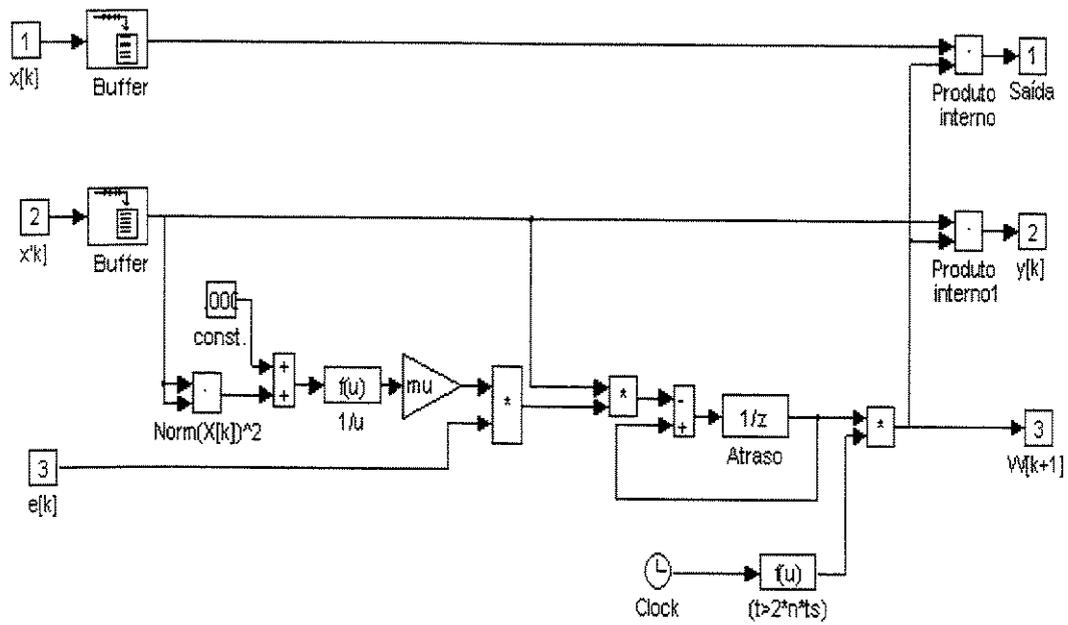


Figura 5.6 - Detalhe do bloco denominado de *LMS* normalizado.

Casos	Frequência de Amostragem (Hz)	Passo (μ)	Pesos do Filtro (L)	Fonte Senoidal (Hz)	Resultado
1	1000	0,01	16	15	converge
2	1000	0,001	32	30	converge
3	500	0,01	32	45	converge
4	500	0,01	32	100	converge
5	500	0,01	32	130	converge
6	500	0,001	32	145	converge
7	500	0,001	32	180	converge

Tabela 5.1 - Resultados das simulações com o controlador *NFXLMS* para o duto Y.

Para a faixa de frequência de interesse de 0 a 200 Hz, o controlador atenuou as medidas de pressão sonora para os microfones de erro (1) e (3). O resultado para o caso do microfone (2) apresentou-se próximo do microfone (1), devido à proximidade da zona de silêncio criada na região de interesse.

De acordo com a Tabela 5.1, o passo de convergência do algoritmo μ foi usado com dois valores alternados, sendo que, para 0,01, foram encontrados os melhores resultados para atenuação do sinal de perturbação. As Figuras 5.7 e 5.8 apresentam típicos resultados das simulações para esta análise. O controlador usado apresentava um passo igual a $\mu = 0,01$, com frequência de amostragem de 500 Hz e o número de pesos do filtro igual a 32. A escolha da frequência de amostragem deve obedecer o teorema da amostragem, ou seja, deve ser no mínimo, duas vezes maior que a máxima frequência presente no sinal estudado (OPPENHEIM & SCHAFER, 1989). Os resultados estão apresentados para os microfones (1) e (3) em 45 e 100 Hz.

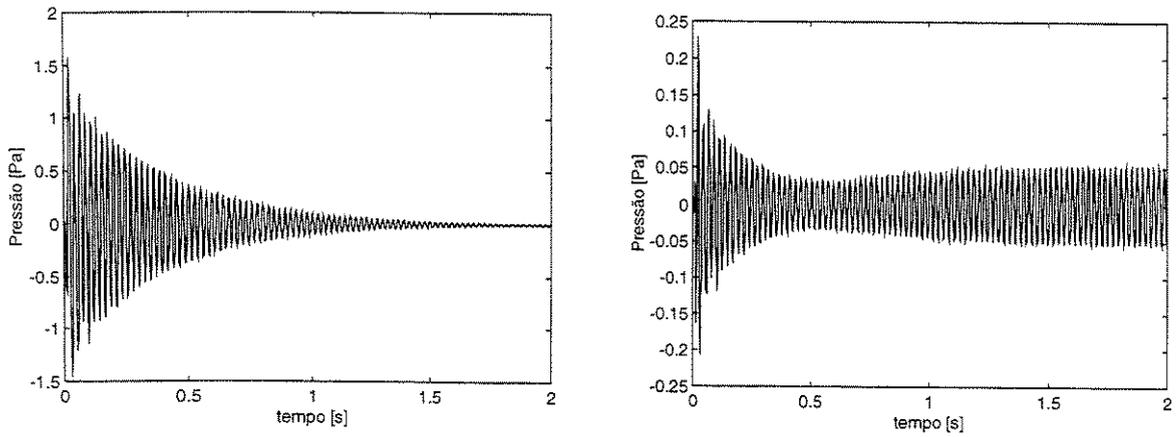


Figura 5.7 - Resultados das simulações para os microfones (1) e (3) em 45 Hz.

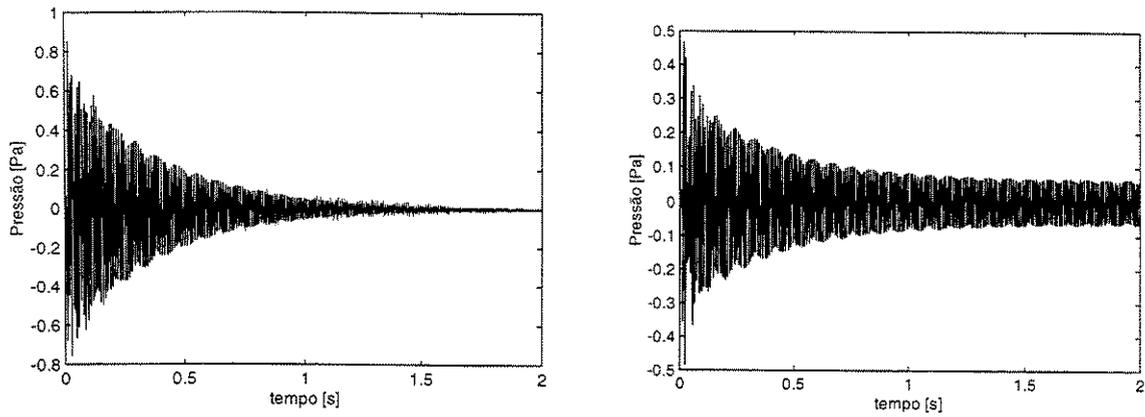


Figura 5.8 - Resultados das simulações para os microfones (1) e (3) em 100 Hz.

5.2.3 Resultados experimentais

O algoritmo *NFXLMS* foi avaliado no sistema físico do duto Y, usando alto-falantes de perturbação (fonte primária) e controle (secundária), microfones de erro para monitoramento do sinal na região de controle, (vide Figura 5.1), condicionador para a saída do sinal do microfone de erro, amplificador PA25E da *LDS*[®] para os sinais de perturbação e controle, um software de controle em tempo real da *dSPACE*[®], placa de conversão DS1102 com quatro entradas analógico - digital (*ADC*) e quatro saídas digital - analógico (*DAC*) operando em conjunto com um processador *TMS320C31 DSP* (*Texas Instruments*) e um computador PC.

O diagrama de blocos da planta denominada de duto Y, estimada antes da atuação do controlador (*off-line*), foi implementado em ambiente *MATLAB - SIMULINK*[®] (*The Mathworks, Inc.*) com os recursos da caixa de ferramenta do *DSPBlockset*. A Figura 5.9 apresenta o diagrama de blocos do sistema implementado para realização dos experimentos do duto Y.

O bloco denominado de *LMS* normalizado é o mesmo apresentado pela Figura 5.6, notando que a formulação do *NFXLMS* está descrita neste bloco de controle.

Um painel em *COCKPIT*, software de controle em tempo real da *dSPACE*, foi utilizado para controle e monitoramento dos parâmetros do algoritmo, como por exemplo o tamanho do passo de convergência (μ) do algoritmo. A Figura 5.10 apresenta um painel com um dos parâmetros que foram monitorados em tempo real: valor do passo do algoritmo (μ).

Os resultados encontrados nas simulações foram comparados com os obtidos experimentalmente, a fim de obter um comparativo e validar a metodologia implementada.

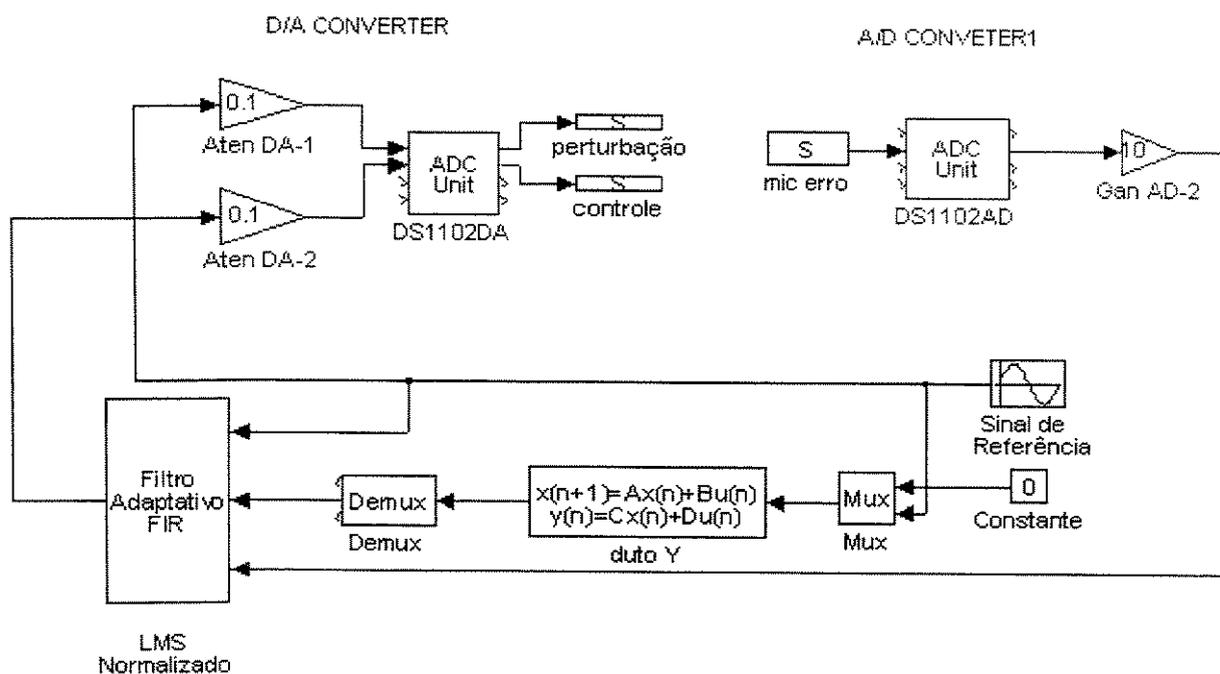


Figura 5.9 - Diagrama em blocos usado no experimento.

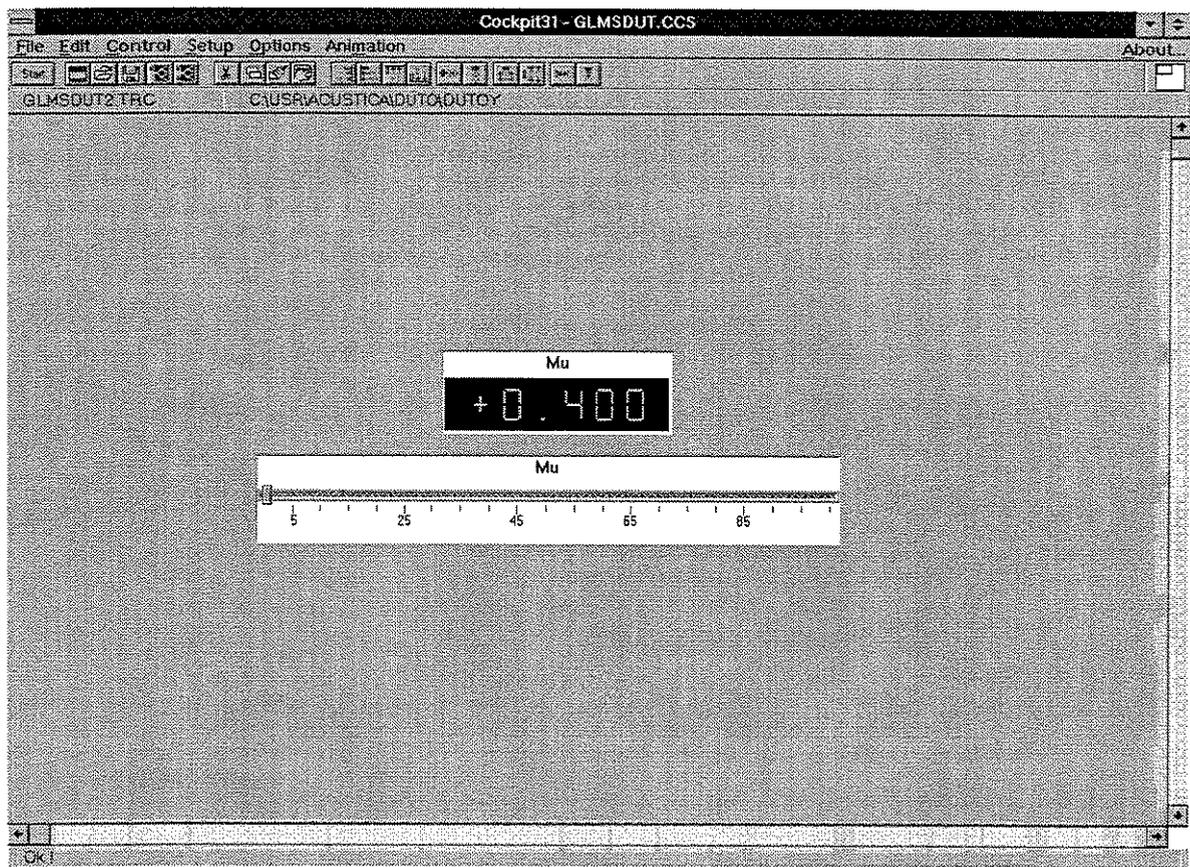


Figura 5.10 – Modelo do *COCKPIT* utilizado nos experimentos.

A Tabela 5.2 apresenta um resumo dos resultados encontrados que avaliam o funcionamento do controlador com os respectivos parâmetros do algoritmo, como passo (μ), frequência de amostragem, peso do filtro (L) e fonte do sinal. O sinal de perturbação da fonte primária foi gerado através do bloco de funções harmônicas (tonal) do *SIMULINK*.

Casos	Frequência de Amostragem (Hz)	Passo (μ)	Pesos do Filtro (L)	Fonte Senoidal (Hz)	Resultado
1	500	0,001	32	15	converge
2	500	0,01	32	45	converge
3	500	0,005	64	45	converge
4	500	0,01	32	100	converge
5	500	0,1	16	100	converge
6	500	0,01	32	125	converge
7	500	0,01	32	150	converge
8	500	0,01	32	185	converge

Tabela 5.2 - Resultados experimentais com o controlador *NFXLMS* para o duto Y.

Para todos os casos verificados na Tabela 5.2, o controlador atenuou o sinal de perturbação da fonte primária. Nas Figuras 5.11 e 5.12, são apresentados dois exemplos típicos de resultados obtidos experimentalmente, casos 2 e 4, comparando os sinais de erro para os microfones (1) e (3) em 45 e 100 Hz. Novamente, para os microfones (2) e (3), os resultados encontrados nas avaliações foram semelhantes. O valor do μ foi usado em torno de 0,1 para convergência mais eficaz no início, porém após a convergência o valor de 0,01 foi usado, conjugando rápida taxa de adaptação com pequenos erro de minimização de passo finito (*misadjustment*).

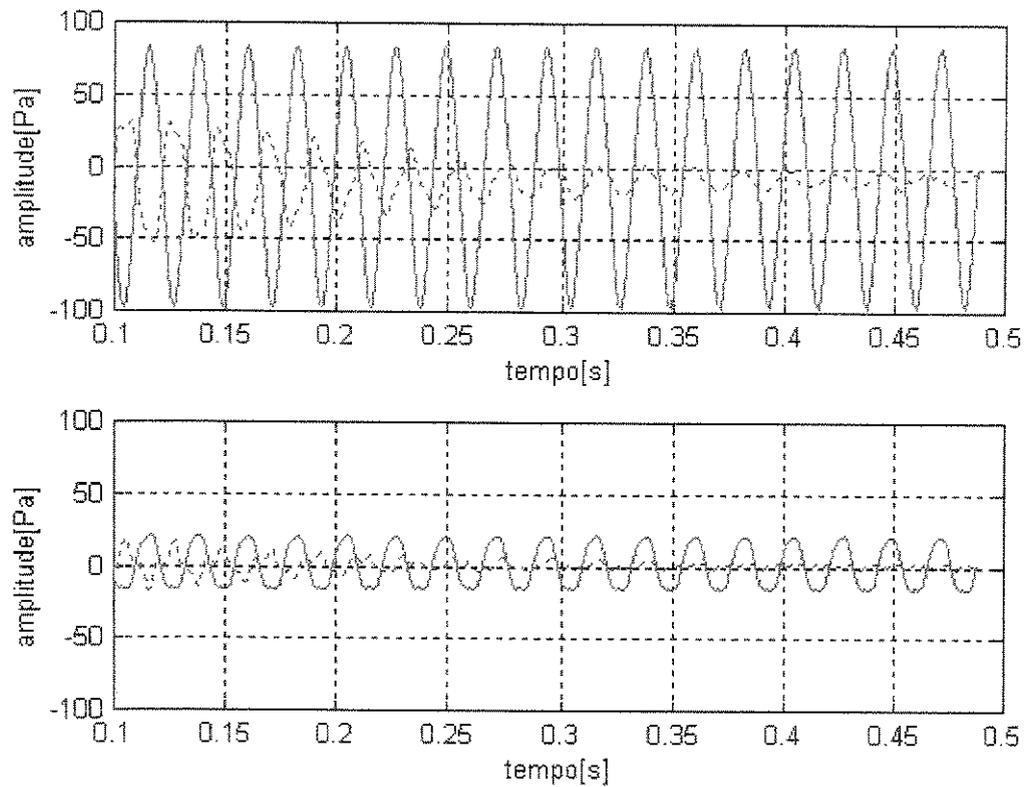


Figura 5.11 - Resultados experimentais para os microfones de erro (1) e (3) em 45 Hz.

(—) Sem controle e (---) com controle.

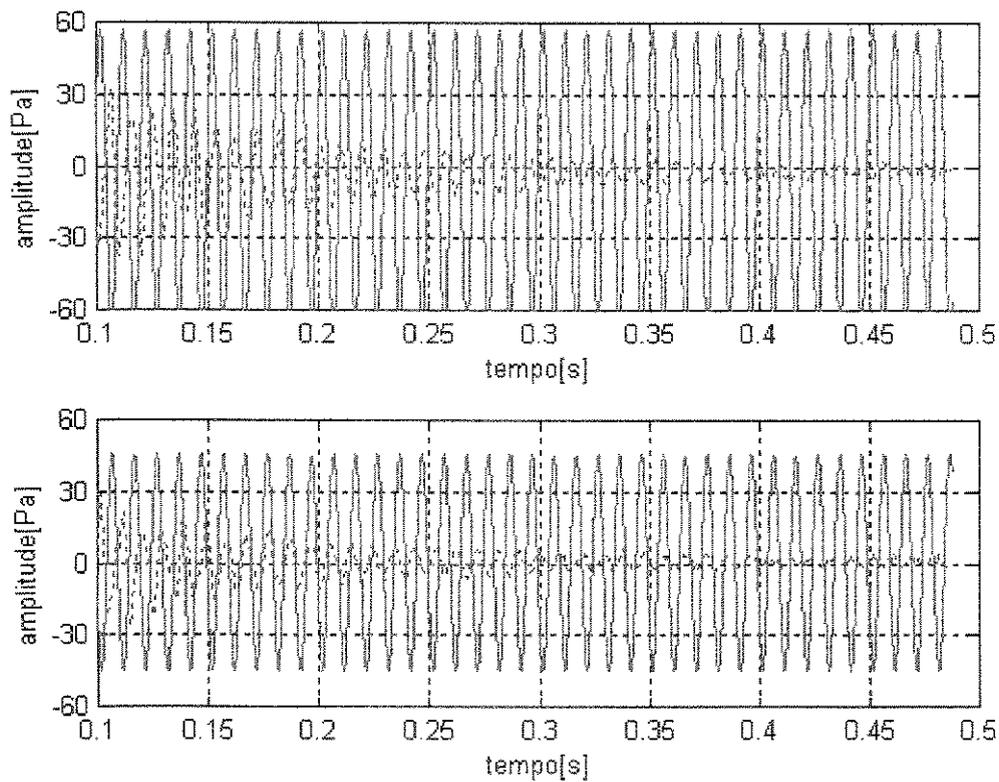


Figura 5.12 - Resultados experimentais para os microfones de erro (1) e (3) em 100 Hz.

(—) Sem controle e (---) com controle.

O algoritmo *NFXLMS* implementado nos experimentos, alcançou atenuações equivalentes, quando comparado com os resultados encontrados nas simulações. No caso da geometria do duto Y, o interesse foi dado para o sinal de perturbação tonal (seno). Visando o estudo do sinal aleatório, um novo experimento foi proposto, denominado de duto T, devido a troca das conexões do duto de Y para T. A próxima seção abordará o estudo do duto T, apresentando inicialmente, avaliações das impedâncias acústicas do duto e aplicações do controle adaptativo com uso do algoritmo *NFXLMS*.

5.3 Estudo do duto T

O estudo do duto T surgiu do interesse da verificação de sinal de perturbação aleatório, atuando como fonte primária de excitação do sistema físico do duto e também para o estudo das impedâncias.

No estudo apresentado anteriormente pelo duto Y, o sinal tratado foi periódico (seno), evitando com isso problemas de causalidade na configuração proposta. Para atenuação de ruído aleatório, o atraso acústico (δ_A) atuando com o atraso elétrico (δ_E) passaram a ser importantes nas avaliações. O tempo do atraso acústico (δ_A) é função da distância do microfone de referência até o alto-falante da fonte secundária. Quando o atraso elétrico, que engloba o grupo de atraso do filtro digital (δ_w) e o atraso total do sistema (δ_T), for maior que o atraso acústico, a resposta do controlador é não causal e portanto não realizável, sendo necessário um novo estudo da geometria do duto (KUO e MORGAN, 1996).

A causalidade está associada ao fato do efeito ocorrer depois da causa (NELSON & ELLIOTT, 1992). O conjunto que engloba o grupo de atraso do sistema total (δ_T), é formado pelos conversores A/D e D/A, filtros *anti-aliasing*, reconstrução do filtro, alto-falantes e período de amostragem. O atraso dos alto-falantes tem grande influência na causalidade, especialmente em baixa frequência, devendo com isso receber um cuidado especial na sua escolha. Segundo KUO & MORGAN (1996), desde que o filtro adaptativo tenha uma resposta

causal, a seguinte condição para causalidade é garantida quando: $\delta_A \geq \delta_E \geq \delta_T$. Portanto, para o estudo e cancelamento de sinal do tipo aleatório, esta condição deve ser satisfeita para realização do controle e evitar problemas de causalidade no sistema.

No estudo do duto T, os sinais de perturbação aleatório e tonal foram explorados com avaliações das impedâncias acústicas analíticas e experimentais. Com a identificação da planta, usando modelo discreto de estado, resultados experimentais usando o algoritmo adaptativo *NFXLMS* foram analisados.

A proposta desta seção será apresentar uma análise do estudo do duto T, verificando principalmente, a atenuação para sinal aleatório, atuando no sistema e a influência do controlador nas impedâncias do duto.

5.3.1 Resultados experimentais usando impedância acústica

Três experimentos foram realizados: a primeira análise para verificar a validação do sistema de medida das impedâncias, um segundo para verificar a influência do controlador *NFXLMS* nas impedâncias do duto para ruído tonal e a terceira análise para sinal aleatório atuando no sistema.

Para a primeira proposta de trabalho, a verificação do sistema de medição das impedâncias foi avaliada para um duto reto, sem conexões intermediárias, conforme esquema apresentado na Figura 5.13. O objetivo principal desta análise foi verificar as impedâncias de transferência obtidas analiticamente e com avaliações experimentais, sendo comparado os resultados.

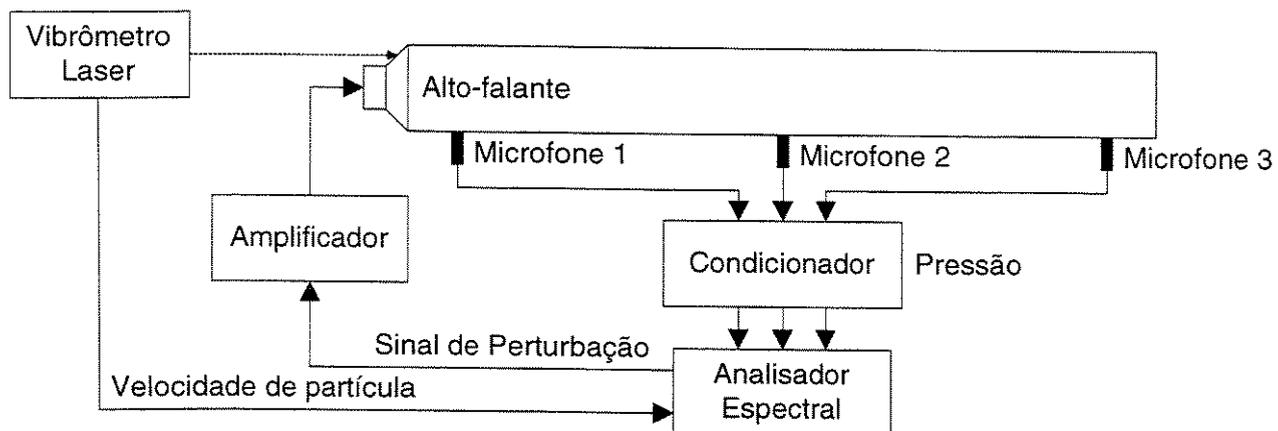


Figura 5.13 – Esquema da montagem experimental do duto reto para medição das impedâncias passivas.

Para o estudo das impedâncias experimentais, foi utilizado um duto reto de PVC com comprimento $L=3,06$ m e diâmetro nominal de $\varnothing = 0,150$ m, aberto e não flangeado na extremidade $x = L$ e com um alto-falante fixado na extremidade.

A pressão $\hat{P}(x, \omega)$ foi medida utilizando 3 microfones omnidirecionais (*Model Shop* modelo *TMS130A10* com sensibilidade nominal de 25 mV/Pa) fixados perpendicularmente ao duto nas posições 0,035 m; 0,99 m e 2,90 m do alto-falante. A velocidade de partícula $u(0, \omega)$ foi medida através de um Vibrômetro Laser *Doppler* (*Brüel & Kjaer* modelo 8323 com sensibilidade 1 V/m/s) medindo a velocidade do cone do alto-falante.

O processamento da impedância específica $z(x, \omega)$ foi feito até 1000 Hz com discretização de 0,5 Hz. A Eq. (4.8), descrita no capítulo 4, foi utilizada para o cálculo da impedância analítica, comparada neste trabalho com a medição experimental da impedância de transferência. A idéia central deste estudo, foi verificar e validar o sistema de medição de impedância proposto, comparando os resultados.

As Figuras 5.14, 5.15 e 5.16, mostram uma boa concordância entre as impedâncias obtidas experimentalmente com os resultados analíticos. As principais divergências entre as amplitudes encontradas nos gráficos, ocorrem devido à presença de amortecimento, que no modelo analítico, não foi considerado. Outro problema visível, ocorre acima de 800 Hz, onde os altos níveis de ruído gerado pelo Vibrômetro Laser, não permitiram uma boa medida da velocidade de partícula do cone do alto-falante.

As limitações encontradas no sistema de medição apresentado, não limitaram a continuidade deste estudo, sendo considerado para a avaliação do controlador, uma faixa de frequência dentro da região onde os resultados encontrados foram equivalentes.

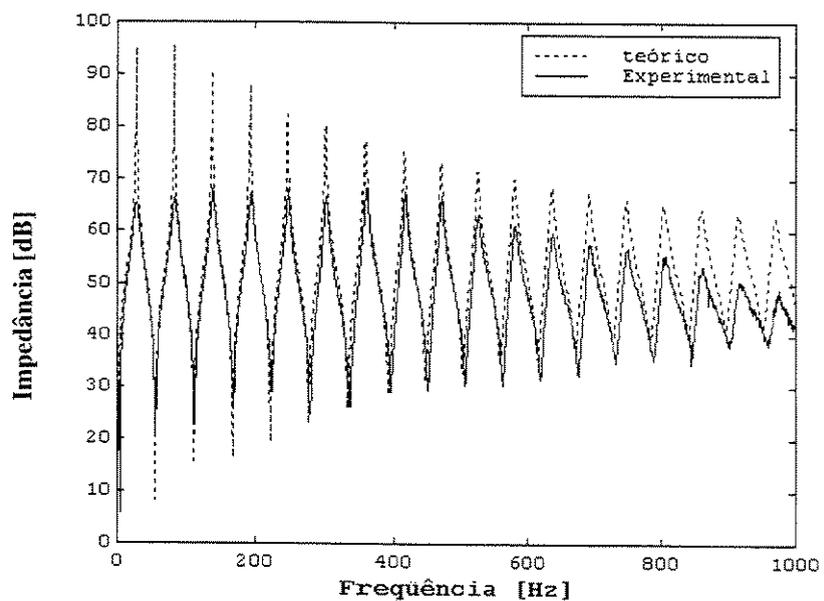


Figura 5.14 – Medida da impedância de transferência
 (a) mic. 1 a 0,035 m

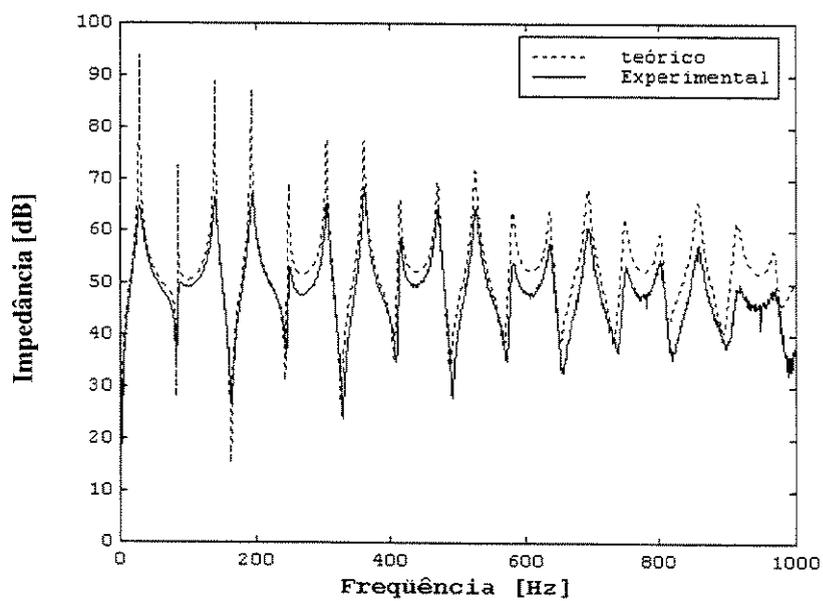


Figura 5.15 – Impedâncias de transferência
(b) mic. 2 a 0,99 m.

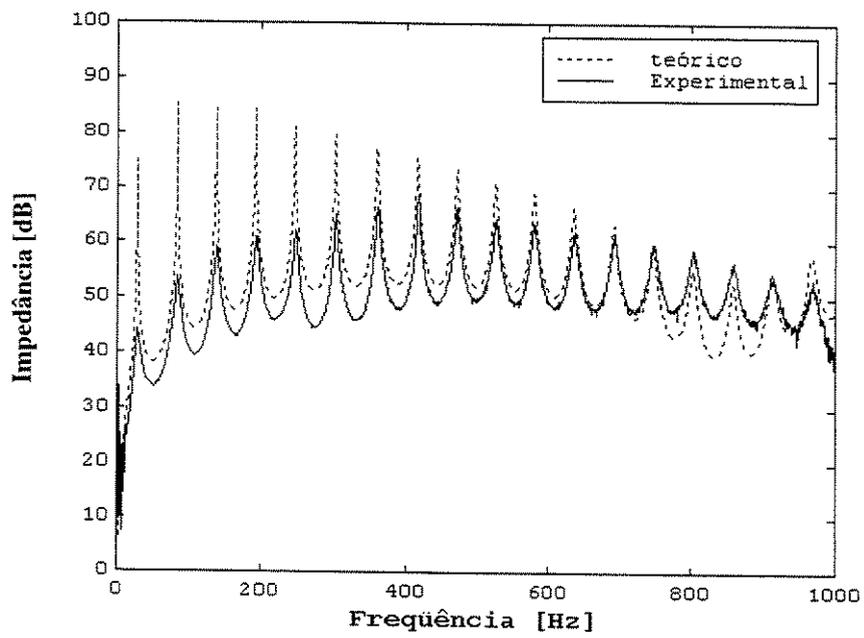


Figura 5.16 – Impedância de transferência

(c) mic. 3 a 2,90 m

Para a segunda proposta do trabalho, foi feita uma verificação do controlador *NFXLMS*, usando o resultado experimental das impedâncias de transferência medidas no duto.

Foi utilizado um duto de PVC com comprimento longitudinal de $L = 3,15$ m e diâmetro interno $\varnothing = 0,150$ m, aberto e não flangeado na extremidade de $x = L$, um alto-falante de perturbação fixado na extremidade $x = 0$ e um alto-falante posicionado perpendicularmente ao duto a uma distância de 0,74 m em relação ao alto-falante de perturbação e a 0,22 m em relação ao centro do duto (formando assim uma configuração denominada “T”).

A pressão $\hat{P}(x, \omega)$ ou resposta da planta foi medida utilizando 4 microfones fixados perpendicularmente ao duto nas posições 0,28 m; 1,10 m; 2,12 m e 2,55 m do alto-falante de perturbação, respectivamente, microfones 2, 3, 4 e 5. Os alto-falantes de perturbação e controle foram considerados como entradas no sistema de medição. A Figura 5.17 apresenta um esquema da bancada com a montagem experimental usada para identificação da planta do duto T.

Para a identificação do duto na configuração “T”, as *FRF* foram adquiridas considerando (sinal do microfone)/(sinal de excitação), isto é, foram consideradas na planta identificada todas as funções de transferência dos amplificadores, sensores, condicionadores e atuadores presentes no sistema físico. Foram utilizados como entradas os dois alto-falantes e como saída os microfones (2), (3), (4) e (5). O microfone (1) foi utilizado apenas para verificação do nível de potência injetada na entrada do duto, já que neste trabalho não foi considerado o microfone de referência, evitando com isso, problemas de *feedback* acústico do microfone de entrada para a fonte secundária do duto. A Figura 5.18 apresenta a montagem utilizada nos experimentos do duto T para medir as impedâncias com o controlador e sem atuação do controlador. Na Figura 5.19, uma foto está apresentada com a vista geral do sistema de medição usado.

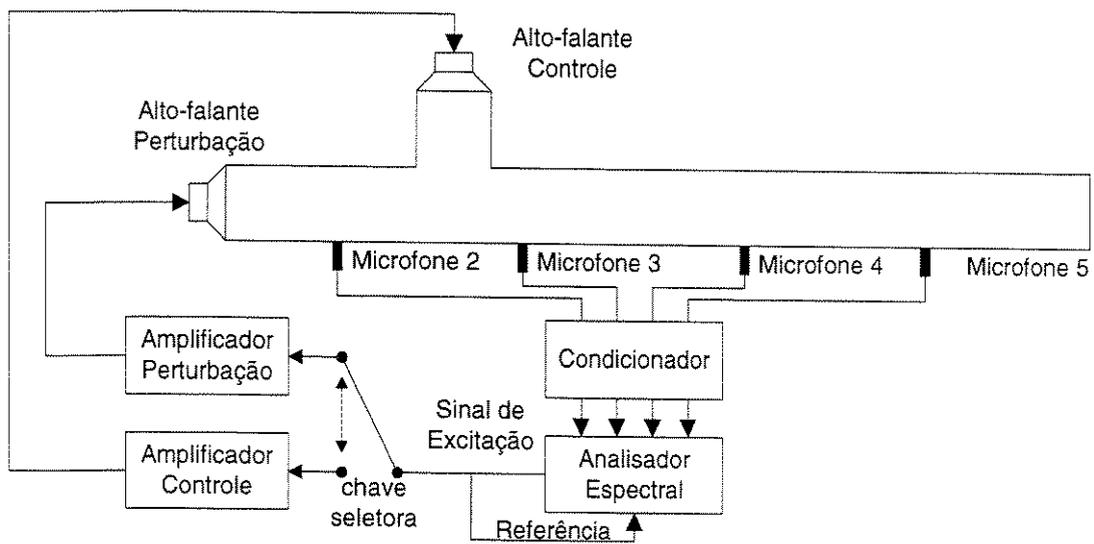


Figura 5.17 – Esquema experimental utilizado na identificação da planta do duto T.

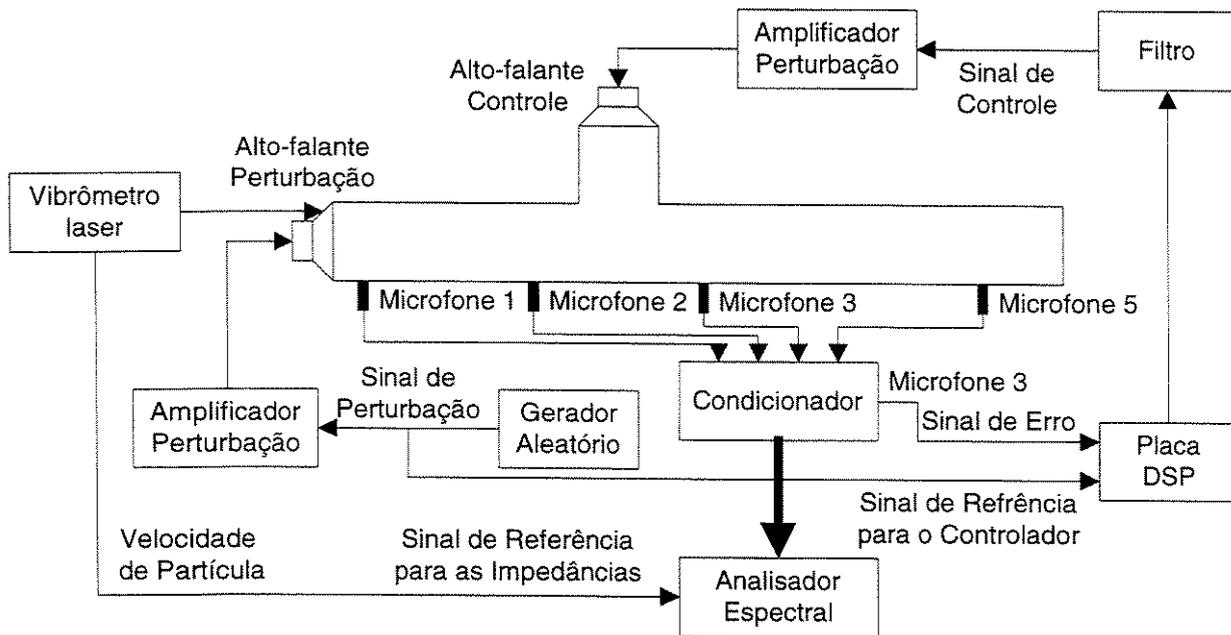


Figura 5.18 – Esquema da montagem experimental para medir as impedâncias com o controlador ligado.

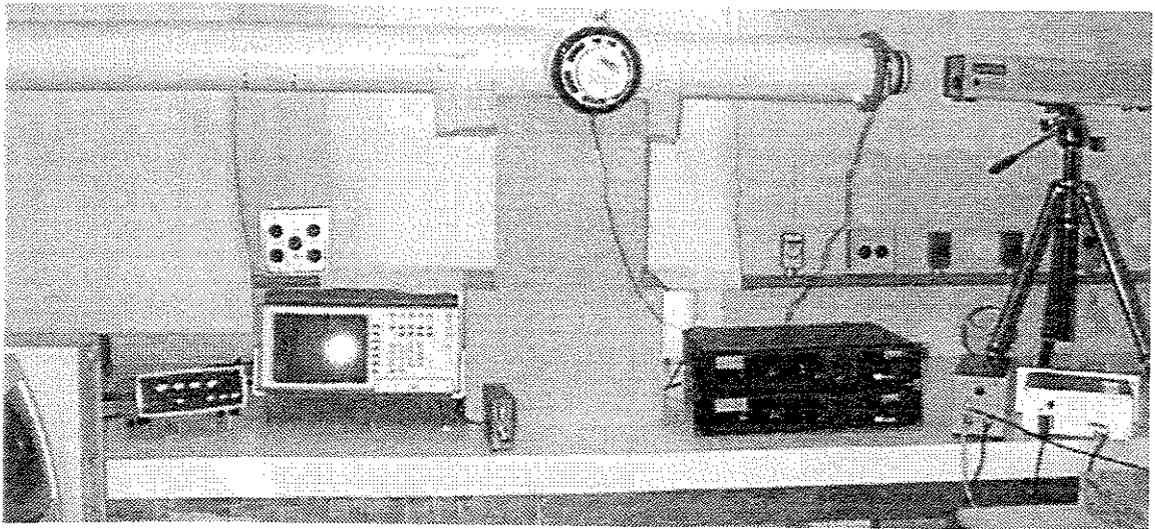
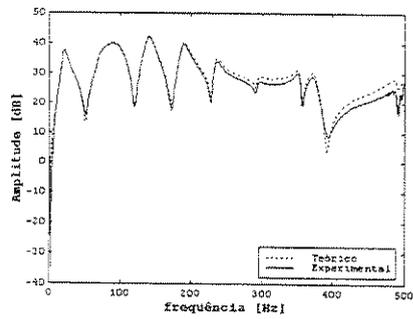


Figura 5.19 - Vista geral da montagem do experimento do duto T.

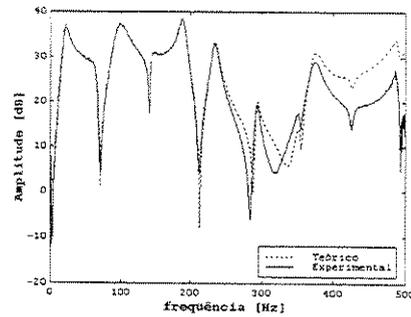
Para identificação da planta do duto T, o sistema foi excitado com uma entrada de cada vez, enquanto a outra estava desligada, sendo então medidas as saídas nos microfones dispostos ao longo do duto. Para perturbação do sistema, foi utilizado um sinal do tipo aleatório com frequência na faixa de 0 a 500 Hz. Os resultados estão apresentados na Figura 5.20, mostrando as *FRF* medidas com as *FRF* ajustadas, utilizando o modelo de estado identificado e sintetizado pelo algoritmo *ERA* (JUANG *et al.*,1985). Na Figura 5.20 de (a) a (h), observa-se uma boa estimativa da planta acústica do duto na faixa de frequência de 0 a 400 Hz. Para valores posteriores a 400 Hz, as *FRF* experimentais apresentaram problemas, devido a presença de ruídos no sinal de pressão dos microfones. Para efeito do estudo do controlador atuando no sistema físico do duto T, a idéia foi medir as impedâncias de transferência, fazendo uso do Vibrômetro Laser *Doppler* para medir a velocidade de partícula no cone do alto-falante e os microfones para medir o sinal de pressão. A faixa de frequência definida nas avaliações foi entre 0 a 250 Hz, sendo efetuada uma varredura para verificação das impedâncias acústica e o desempenho do controlador *NFXLMS*. Devido a limitações da placa de controle em tempo real utilizada e o Laser usado nas medições, a faixa de frequência estudada limitou-se a 250 Hz.

O controlador *NFXLMS* foi usado com passo do algoritmo igual a $\mu = 0,05$ e o número de pesos $L = 32$. Um filtro (*reconstruction filter*) com frequência de corte estabelecida em 500 Hz foi utilizado entre a saída do conversor *DAC* da placa de controle e o amplificador de potência, a fim de evitar descontinuidade do sinal suavizando o sinal de controle que é enviado ao sistema físico do duto T.

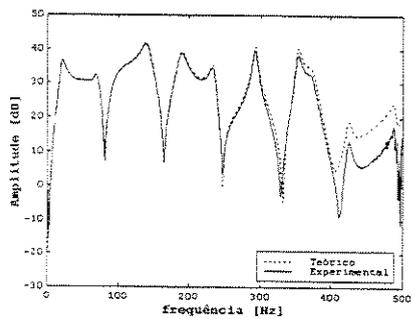
Os resultados experimentais das medições das impedâncias com e sem controle estão apresentados nas Figuras 5.21 a 5.24. Os resultados estão apresentados para a parte real, imaginária e valor absoluto das impedâncias, medidos em unidades [Pa/(m/s)]. Os valores da parte real estão associados ao fluxo de energia acústica e a parte imaginária com a reatância ou impedância reativa. Portanto, para o estudo de *ANC*, o maior interesse é reduzir a parte real do cálculo da impedância (HANSEN & SNYDER, 1997).



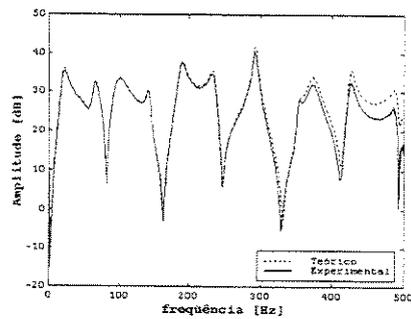
(a) microfone 2 / perturbação



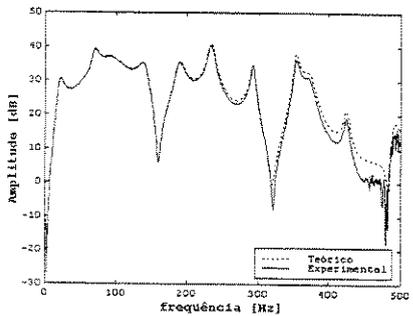
(b) microfone 2 / controle



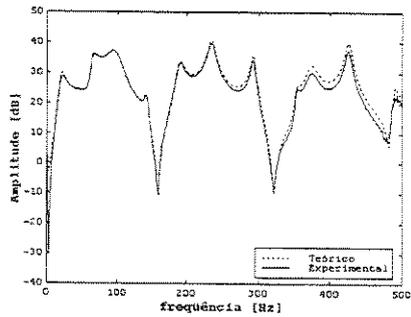
(c) microfone 3 / perturbação



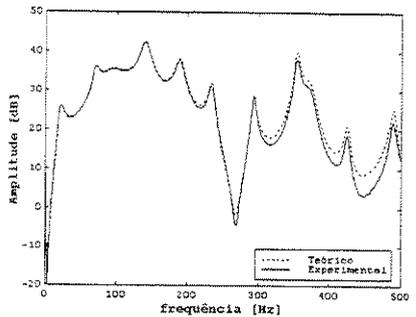
(d) microfone 3 / controle



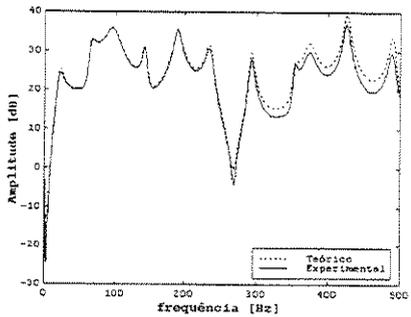
(e) microfone 4 / perturbação



(f) microfone 4 / controle



(g) microfone 5 / perturbação



(h) microfone 5 / controle

Figura 5.20 – Comparação espectral entre a planta estimada e a planta real.

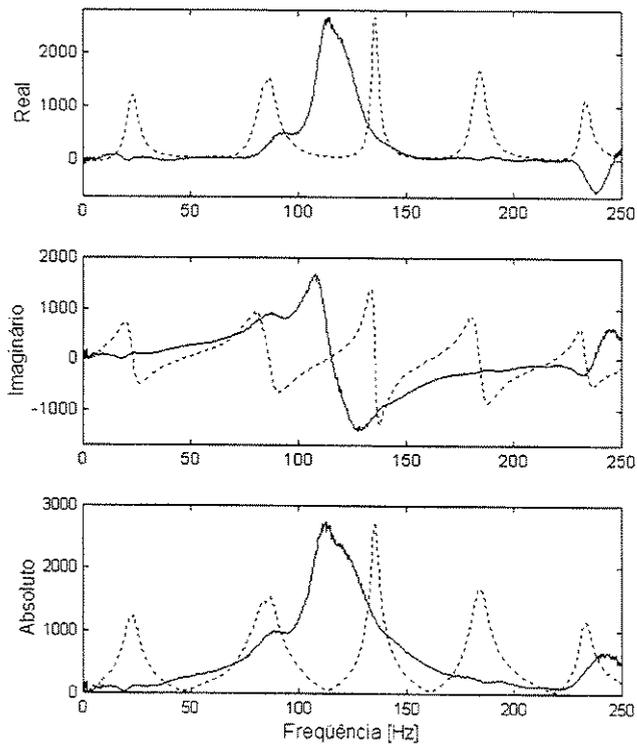


Figura 5.21 – Impedância de transferência no microfone relativo à velocidade de partícula no cone do alto-falante: sem controle (----) e com controle (—).

(a) Microfone 1

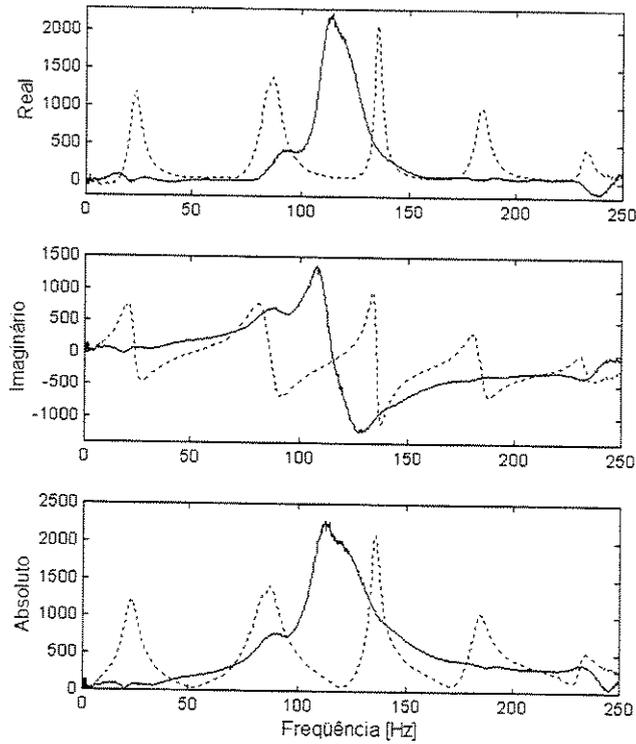


Figura 5.22 – Impedância de transferência no microfone relativo à velocidade de partícula no cone do alto-falante: sem controle (----) e com controle (—).

(b) Microfone 2

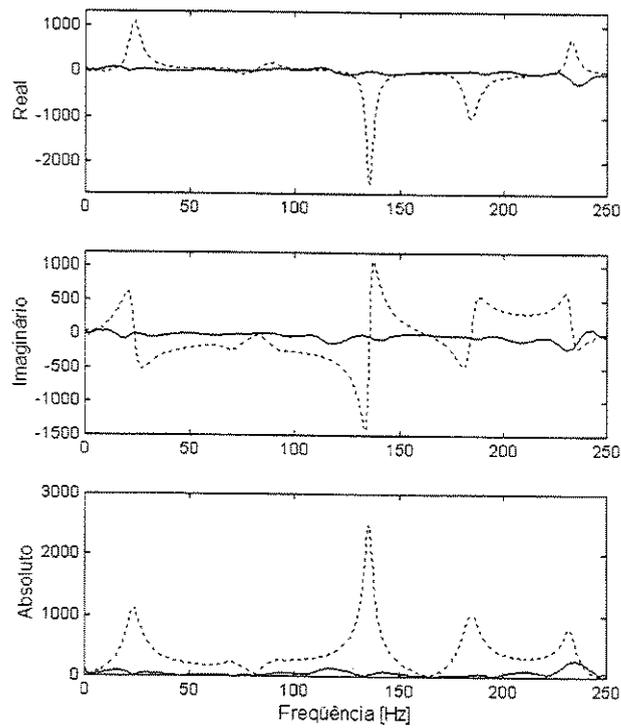


Figura 5.23 – Impedância de transferência no microfone relativo à velocidade de partícula no cone do alto-falante: sem controle (----) e com controle (—).

(c) Microfone 3 como sensor de erro.

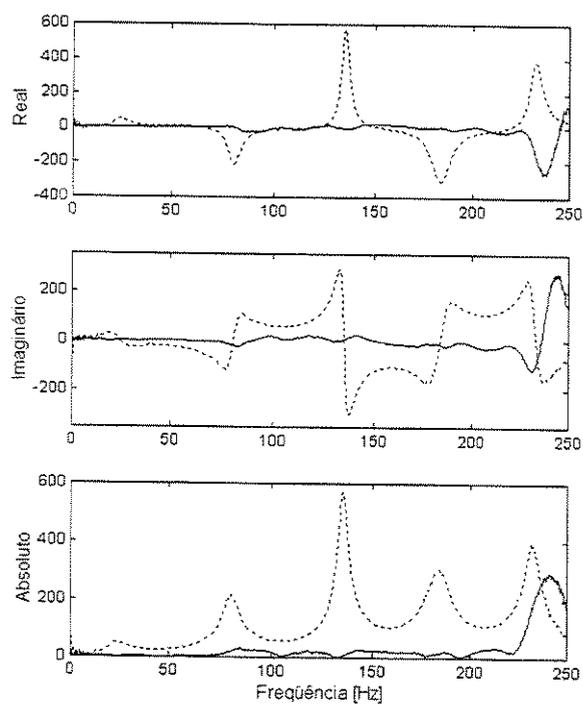


Figura 5.24 – Impedância de transferência no microfone relativo à velocidade de partícula no cone do alto-falante: sem controle (----) e com controle (—).

(d) Microfone 5

Pela Figura 5.21, observa-se que ocorreu uma alteração significativa quando o controlador está atuando. Nota-se que houve uma suavização com redução do nível do sinal em faixas estreitas, porém, com o aumento em uma banda central. Este mesmo fato também pode ser notado na Figura 5.22, que assemelha-se ao caso anterior. Na Figura 5.23 (ponto escolhido para controle) observa-se uma ampla redução da impedância entre a velocidade no alto-falante de perturbação e o microfone (3), já que ocorre uma atenuação significativa da pressão atuando neste ponto.

Neste trabalho, com a terminação do duto aberto, contribuí, favorecendo a atenuação do sinal de perturbação para os microfones posteriores ao microfone (3), definido como microfone de erro. Um dos fatos observados, vem a ser a redução de energia local, favorecida pelo uso do controlador ligado atuando nesta região de controle. Este fato pode ser observado pela Figura 5.24 que também acarreta numa redução na região do microfone (5).

A medida de potência injetada pode ser observada na Figura 5.25. A potência injetada, $I_m = \frac{1}{2} \Re\{pu^*\}$, com \Re representando a parte real de uma variável complexa e $*$ o conjugado complexo de u , foi obtida através do cálculo da impedância acústica. Desta forma, tem-se a potência injetada em função da impedância e da velocidade de partícula, encontrando à seguinte expressão para potência injetada no sistema como função da impedância, $I_m = \frac{1}{2} \Re\{z\}|u|^2$. Na Figura 5.25, nota-se que ocorre uma atenuação para o microfone (1) em algumas faixas de frequência, mas ocorre também um aumento em outras faixas, o que torna o resultado de certa forma não conclusivo para uma análise mais precisa deste efeito no duto estudado. A idéia central deste resultado, foi apresentar uma possibilidade de inserir um estudo da energia que esta entrando no sistema a ser controlado, verificando a atuação do controlador.

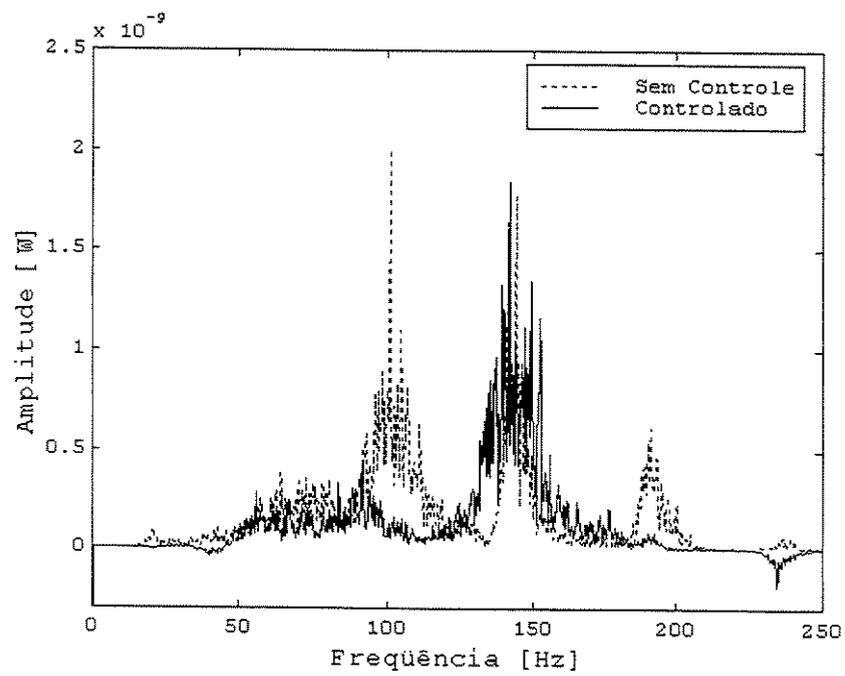


Figura 5.25 – Medida de potência injetada vista pelo microfone (1).

Na terceira etapa de estudo do duto T, uma análise para o sinal de perturbação aleatório com frequência entre 0 a 250 Hz foi explorada para os sensores (1), (3) e (5) da Figura 5.18. Nas avaliações dos experimentos, apenas o microfone (3) foi usado para o controle.

O diagrama em blocos da planta denominada de duto T, estimado antes da implementação do controlador (*off-line*) foi implementado em ambiente *MATLAB - SIMULINK*[®] (*The Mathworks, Inc.*) com os recursos da caixa de ferramentas *DSPBlockset*. A Figura 5.26 apresenta o diagrama de blocos geral do sistema implementado para realização dos experimentos do duto T.

O controlador *NFXLMS* foi implementado no sistema físico do duto T, usando os microfones de erro, alto-falantes de perturbação e controle (vide Figura 5.18), condicionador de sinal na saída dos microfones, amplificador de potência *LDS*[®] para o sinal que chega até os alto-falantes, um software de controle em tempo real da *dSPACE*[®], placa de conversão DS1102 com quatro entradas analógico-digital (*ADC*) e quatro saídas digital-analógico (*DAC*) operando em conjunto com um processador *TMS320C31 DSP (Texas Instruments)* e um computador PC. A Figura 5.27 apresenta o funcionamento do algoritmo com o *LMS* normalizado (*modified LMS* no diagrama da Figura 5.26).

O sistema foi excitado com sinal do tipo aleatório e medido na faixa de frequência de 0 a 250 Hz. Os parâmetros do algoritmo usado foram número de pesos (*L*) igual a 32, passo de convergência (μ) de 0,8. Os resultados para os sensores (1), (3) e (5) da Figura 5.18 estão apresentados nas Figuras 5.28, 5.29 e 5.30. Os resultados foram avaliados no tempo com respectivo cálculo da densidade espectral de potência. Para os microfones (3) e (5), atenuações em torno de 20 a 35 dB, foram verificadas com o uso do controlador *NFXLMS* atuando no sistema.

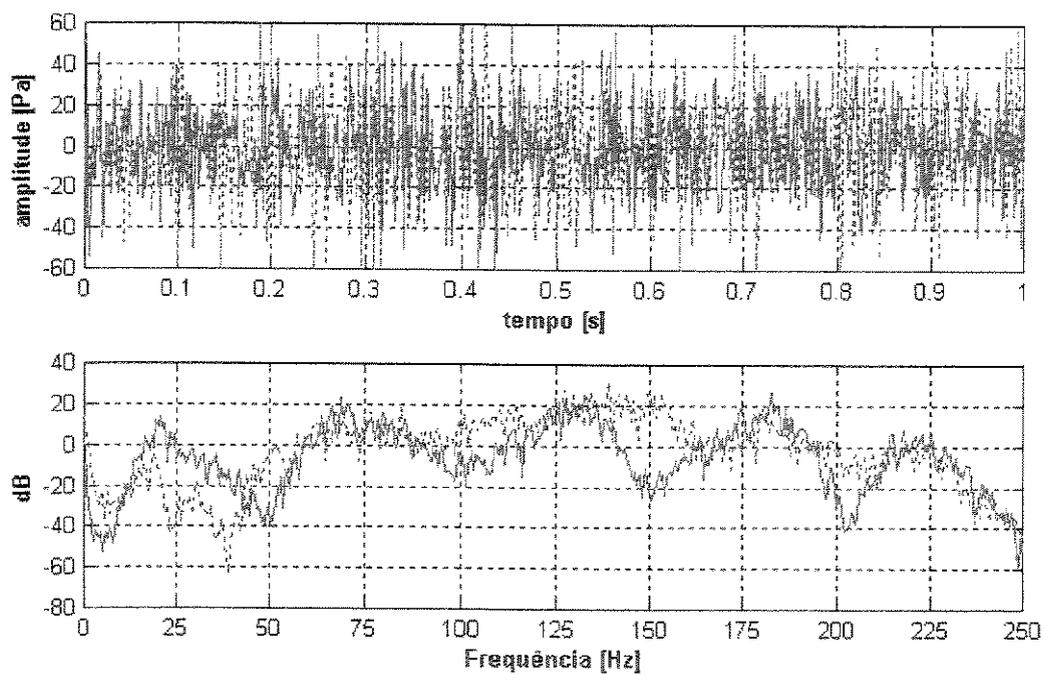


Figura 5.28 - Resposta no tempo e densidade espectral de potência para o microfone (1)

(—) Sem controle e com controle (---).

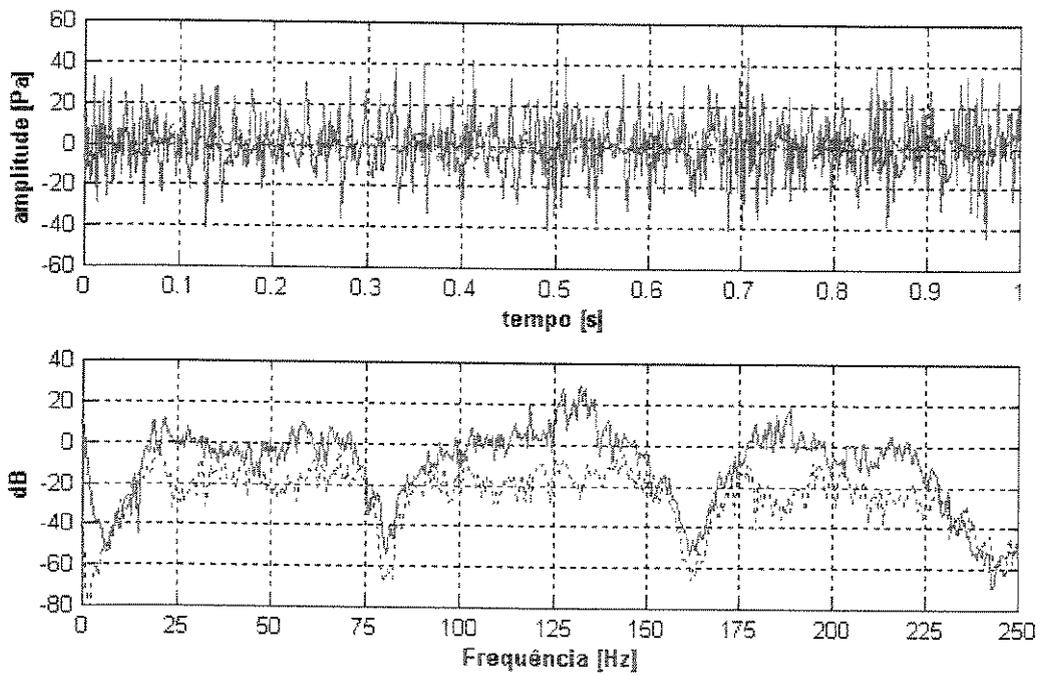


Figura 5.29 - Resposta no tempo e densidade espectral de potência para o microfone (3)

(—) Sem controle e com controle (----).

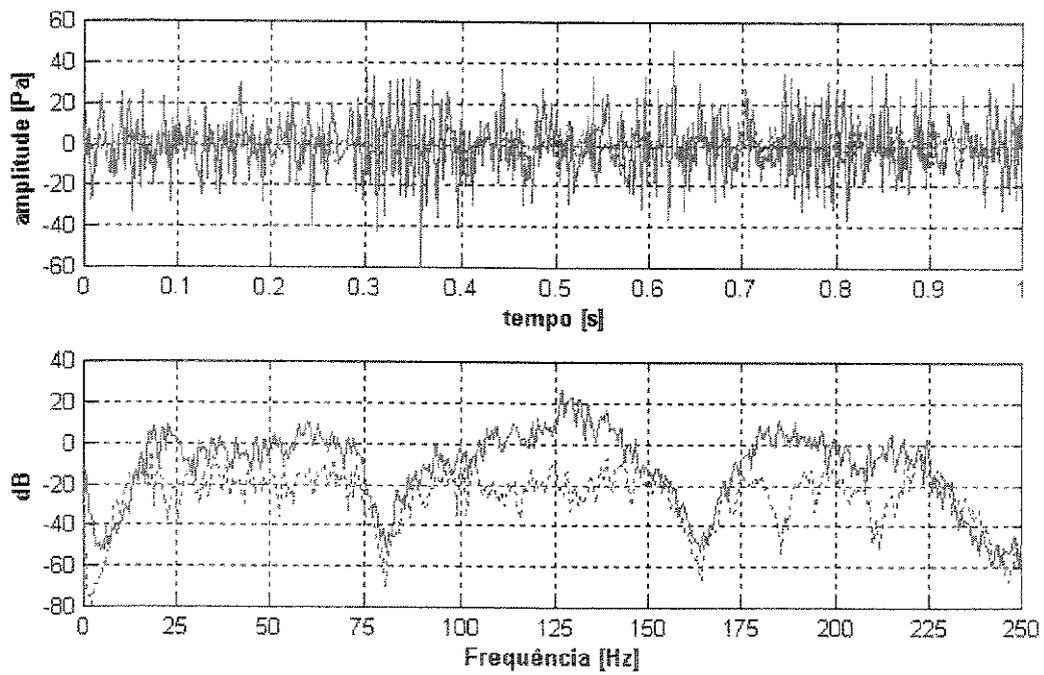


Figura 5.30 - Resposta no tempo e densidade espectral de potência para o microfone (5)

(—) Sem controle e com controle (---).

Para as Figuras 5.29 e 5.30 atenuações globais foram alcançadas com o sinal de perturbação aleatório, enquanto para o microfone (1), anterior à região de controle (microfone (3)), houve um significativo aumento do nível de pressão sonora, principalmente, pelo fato da proximidade da junção da conexão T com o duto e o alto-falante de controle, que ao ser ligado, soma-se ao sinal de perturbação enviado ao sistema, causando um aumento do sinal nesta região.

Os resultados encontrados para o duto T com o controlador *NFXLMS*, mostraram boa atenuações para os sinais de perturbações investigados. Para os experimentos com impedância acústica de transferência, resultados similares foram encontrados, indicando que esta técnica também pode ser usada para o estudo da atenuação do ruído em dutos, fornecendo informações sobre o fluxo de energia acústica. Um estudo mais aprofundado na potência injetada deve ser efetuado para obtenção de resultados conclusivos desta técnica. No estudo das impedâncias, para pontos anteriores à região de controle, ocorre uma pequena suavização das impedâncias, já em pontos posteriores, uma redução global foi alcançada com o controlador *NFXLMS* adotado. O caso estudado para perturbação do tipo aleatório, apresentou alta redução em faixas de frequências específicas, garantindo atenuação do sinal de perturbação.

5.4 Estudo do duto U

Com a possibilidade de explorar a bancada flexível de dutos, a proposta desta etapa do trabalho será apresentar e discutir os resultados de simulações e experimentos, explorando a configuração do duto na forma de um U. Nesta configuração, três propostas foram avaliadas: (a) caso monocanal, o qual inclui uma fonte primária de perturbação, uma fonte secundária de controle e um sensor de erro; (b) caso multiterro, considerando as mesmas fontes do caso anterior, mas com mais de um sensor de erro e (c) caso multiexcitação, com duas fontes de perturbações primárias, tonal, que foram somadas para atuar no sistema com dois sensores de erro. Novamente, os casos foram verificados utilizando o algoritmo adaptativo *NFXLMS*.

Nos estudos realizados para o duto U, uma comparação do sistema monocal com as versões multiterro e multiexcitação foram realizadas. Nas avaliações, foram encontradas limitações na placa de controle em tempo real *dPACE*, não sendo possível avaliar o controlador com o algoritmo *NFXLMS* para o caso multicanal, com mais de uma fonte de controle atuando na configuração proposta. Outra limitação encontrada no trabalho, foi a redução da faixa de frequência, que esta relacionada com o tempo de amostragem para aquisição dos dados em tempo real.

5.4.1 Montagem experimental

A Figura 5.31 apresenta a montagem do experimento usado, com duas fontes de perturbação (primária), duas fontes de controle (secundária) e seis sensores de erro (microfones). Para os casos estudados, os sensores (5) e (6) foram comparados nas análises.

Na montagem experimental, o uso de conexões, tubos de PVC, microfones e alto-falantes utilizados nas configurações do duto em Y e T, permitiram, com o acréscimo de material, a forma do duto em U.

Neste trabalho, inúmeras configurações são possíveis de serem analisadas para problemas de ANC em dutos. No caso do duto U, as fontes de controle (1) e (2) foram separadas das fontes primárias (perturbação) a uma distância de 0,76 m. Os microfones (1) e (3) distantes de 0,22 m e 1,10 m, respectivamente, da fonte de controle (1). Da fonte de controle (2), os microfones (2) e (4) distam de 0,38 m e 1,20 m, respectivamente. Na extremidade do duto, com 1,0 m de comprimento, os microfones (5) e (6) foram separados em 0,65 m.

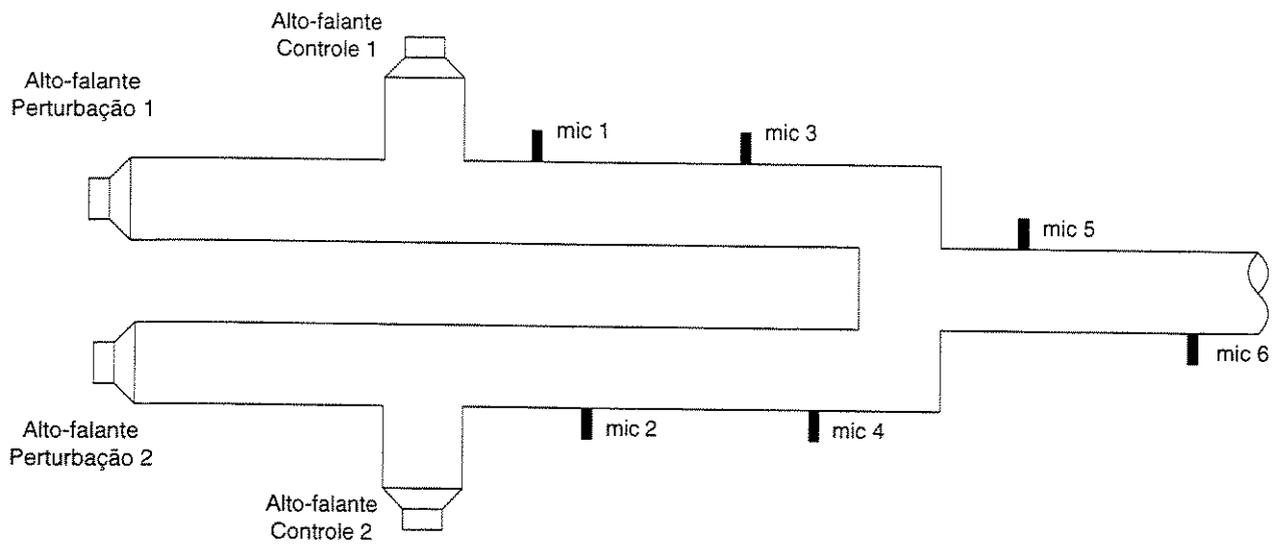


Figura 5.31 - Montagem experimental do duto U.

5.4.2 Identificação do sistema

A identificação da planta do sistema físico do duto U foi feita seguindo o mesmo procedimento adotado para as configurações de duto em Y e T. As Funções de Resposta em Frequência (*FRF*) experimentais foram obtidas com o sinal de perturbação e o sinal de controle como entradas e os sinais dos microfones de erro como saídas. No sistema de aquisição de dados HP35650, a faixa de frequência usada foi de 0 a 800 Hz, com sinal de entrada aleatório. A Figura 5.32 (a) e (b) apresentam as *FRF* medidas com as sintetizadas pelo sistema de identificação *ERA* (JUANG *et al.*,1985) para os sensores de (1) a (6) na faixa de 50-450 Hz.

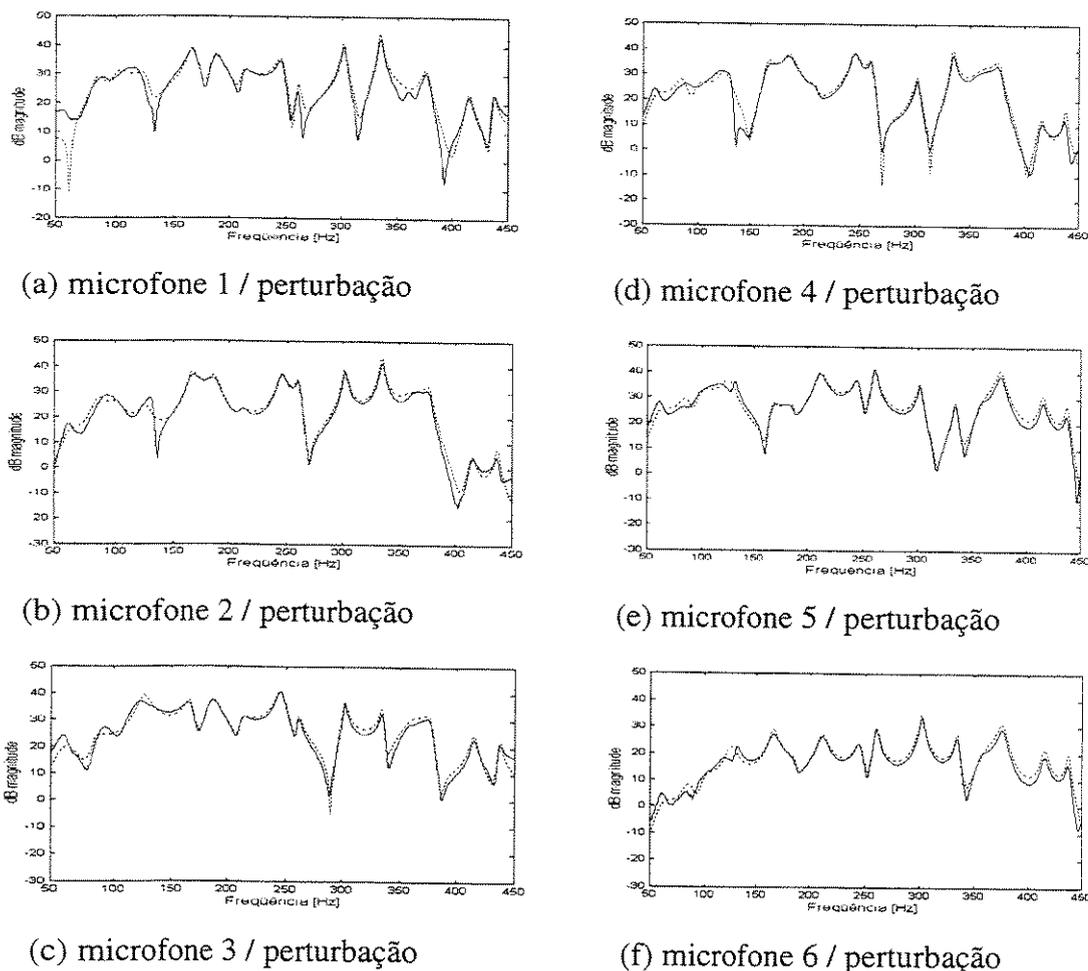


Figura 5.32 (a) – *FRF* entre sinal de perturbação e os microfones de erro (1) a (6).

(—) Medido e (---) Identificado.

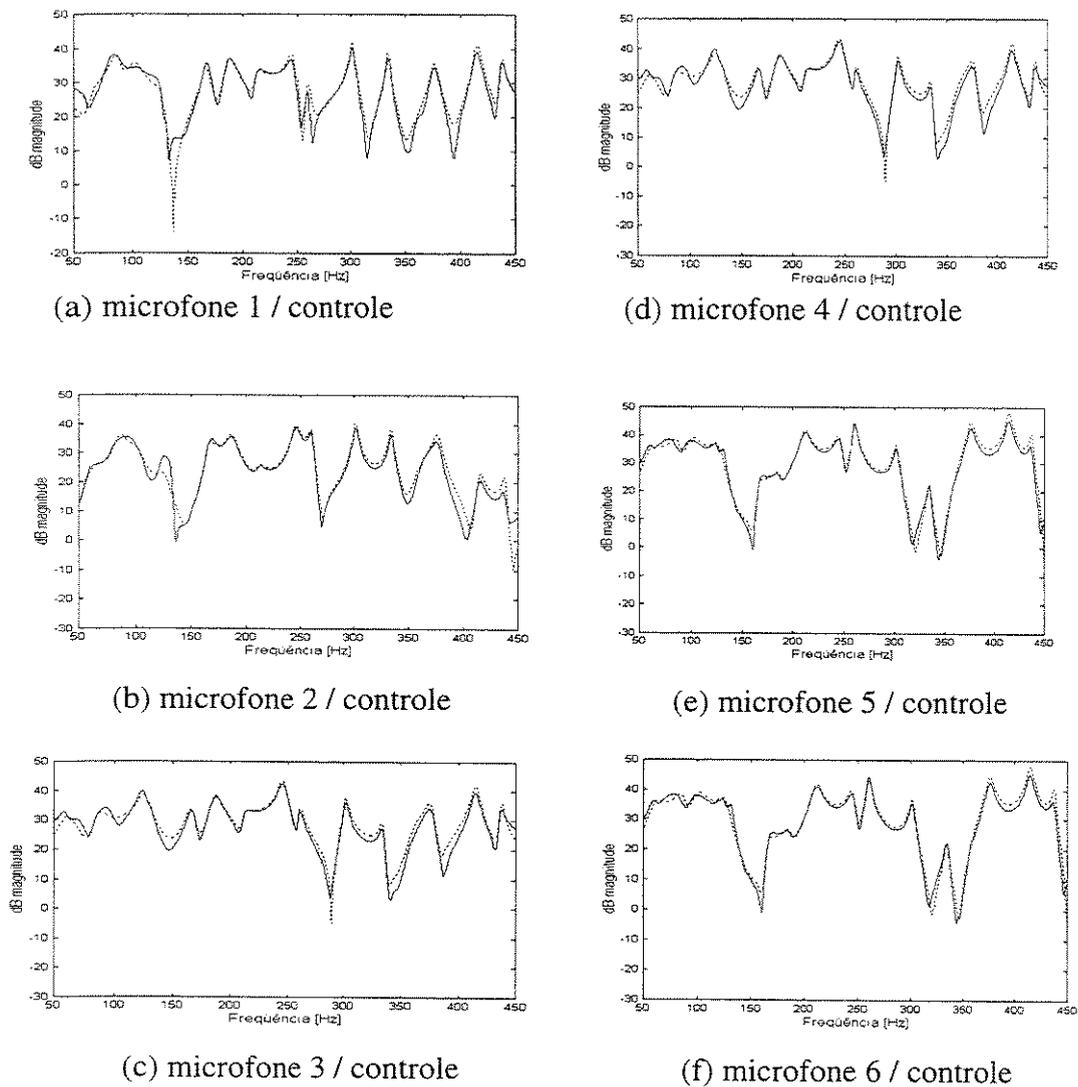


Figura 5.32 (b) – *FRF* entre sinal de controle e os microfones de erro (1) a (6).
 (—) Medido e (---) Identificado.

Os resultados apresentados nas Figuras 5.32 (a) e (b), praticamente coincidem com os dados experimentais e os sintetizados pelo sistema de identificação *ERA* para a faixa de frequência de 50-450 Hz. Nesta faixa de frequência, procurou-se fazer um estudo da atuação do controlador no sistema físico do duto U, através de simulações e avaliações experimentais.

5.4.3 Resultados das simulações

A planta denominada de duto U foi estimada pelo processo antes do controlador ser implementado (estimativa *off-line*). Após a identificação, o modelo contínuo foi discretizado para realização das simulações em ambiente *MATLAB - SIMULINK*[®] (*The Mathworks, Inc.*), e novamente a caixa de ferramenta *DSPBlockset* foi usada para construção dos diagramas e simulação dos dados obtidos nas medições.

As simulações foram efetuadas para os três casos propostos (monocanal, multierro e multiexcitação) visando analisar os parâmetros envolvidos no algoritmo *NFXLMS* para posterior análise experimental.

A Figura 5.33 apresenta um esboço do diagrama de blocos utilizado para as simulações do caso *NFXLMS* monocanal. Um sinal de perturbação senoidal foi utilizado como perturbação na faixa de frequência de 50 a 450 Hz. A Figura 5.34 mostra os resultados da simulação com o microfone de erro em (6) para o caso de um sinal de perturbação em 75 Hz, com passo do algoritmo $\mu = 0,06$ e ordem do filtro $L = 32$. Neste caso, apenas o alto-falante (1) de perturbação e (2) de controle estavam atuando no sistema e o microfone (6) como sinal de erro. Observa-se que mesmo com apenas o uso de um controlador atuando em função do microfone (6), a atenuação para a região do microfone (5) também foi significativa. Para as demais regiões do duto, os microfones (1), (2), (3) e (4) também apresentaram boas atenuações para o sinal de perturbação senoidal.

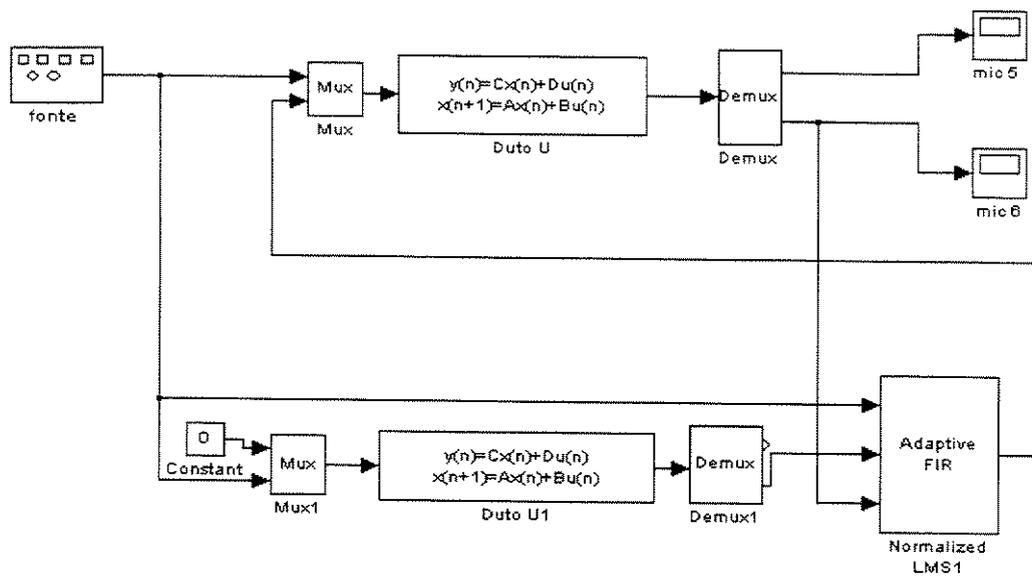
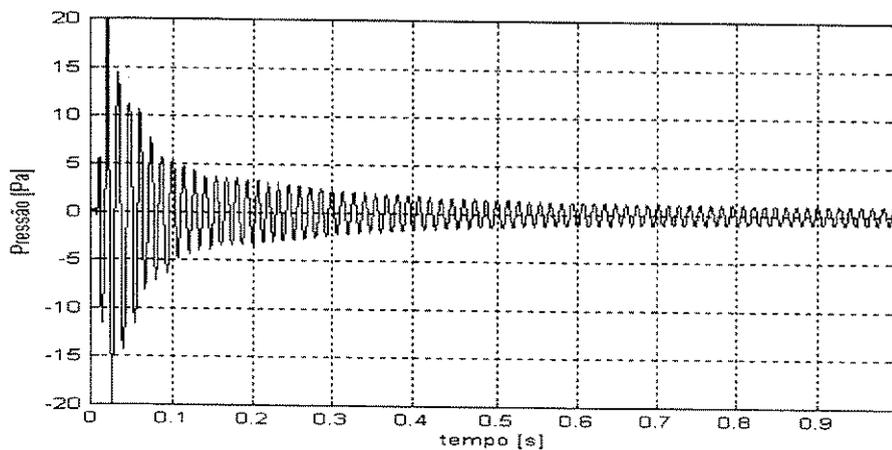
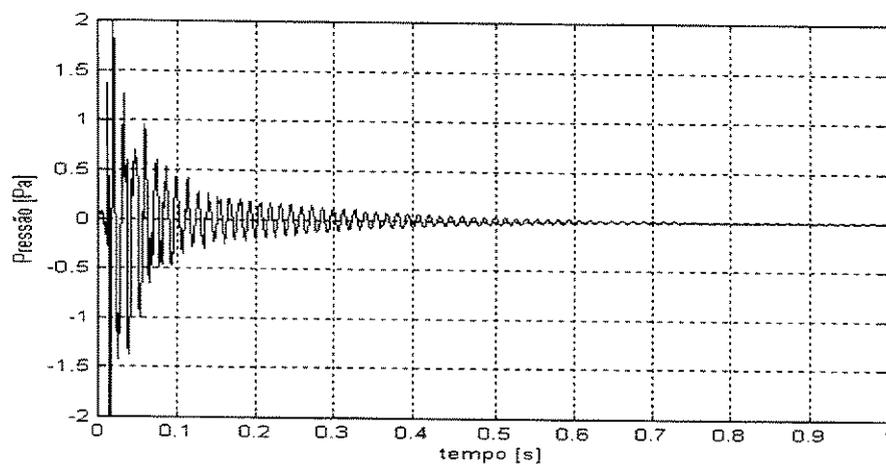


Figura 5.33 – Diagrama em blocos do controlador incluindo o algoritmo *NFXLMS* monocanal.



(a) microfone 5



(b) microfone 6

Figura 5.34 – Resultados simulados da atenuação de pressão sonora nas posições dos microfones (5) e (6) para o caso monocanal.

Para a condição multiterro utilizou-se a mesma configuração anterior (alto-falante (1) na perturbação, (2) no controle e microfones (5) e (6) como erro), sendo os dois microfones de erro atuando simultaneamente na simulação. Neste caso, utilizou-se a configuração do controlador com o algoritmo *NFXLMS* multicanal. Na Figura 5.35, esta apresentado o diagrama de blocos utilizado nas simulações. Note que nesta configuração, os microfones (5) e (6) estão ligados ao bloco do filtro, formando uma configuração denominada multiterro.

Na Figura 5.35, estão apresentado os resultados da atenuação nos microfones (5) e (6), observando resultados similares para o caso monocanal, diferenciando principalmente em um maior tempo gasto para atenuação do sinal de perturbação neste caso. Nesta análise, o algoritmo busca distribuir os pesos para minimizar a fonte primária de perturbação em duas regiões distintas, aumentando com isto o tempo para convergência.

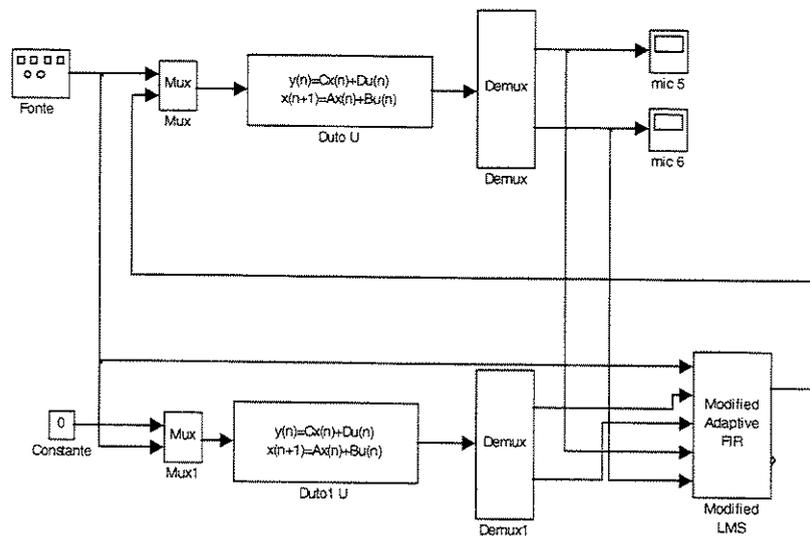
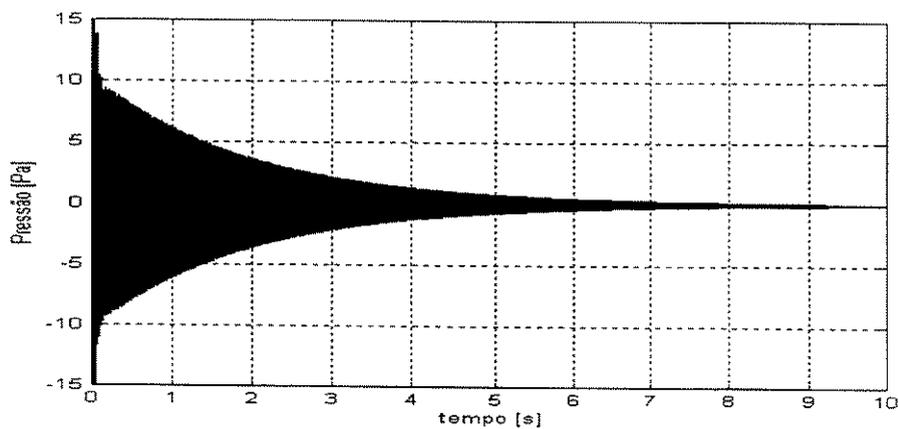
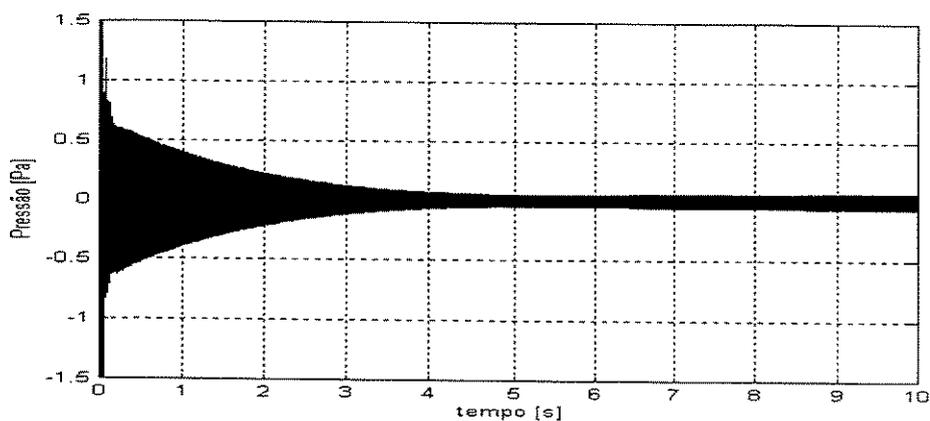


Figura 5.35 – Diagrama em blocos do controlador incluindo o algoritmo *NFXLMS* multiterro.



(a) microfone 5



(b) microfone 6

Figura 5.36 – Resultados simulados da atenuação da pressão sonora nas posições dos microfones de erro (5) e (6) para o caso multiterro.

No estudo do caso multiexcitação, dois sinais senoidais foram somados à fonte de perturbação, conforme Figura 5.37, sendo consideradas as frequências de 75 e 200 Hz. Para seguir um comparativo, as mesmas condições feitas para os casos mono e multierro foram levadas em consideração, sendo os microfones de erro em (5) e (6) usados como erros nas simulações. A Figura 5.38 apresenta o resultado de simulação para esta análise. Considerando o caso para a soma de dois sinais tonal atuando na simulação, os resultados, quando comparados com os casos anteriores, obtiveram boas atenuações com a convergência do sinal de perturbação.

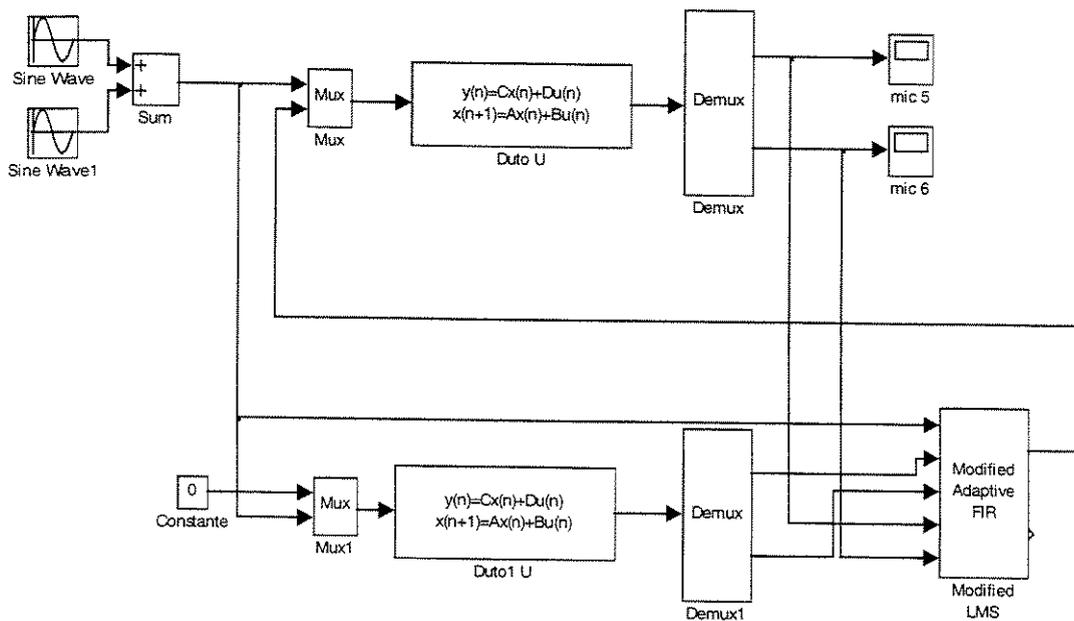
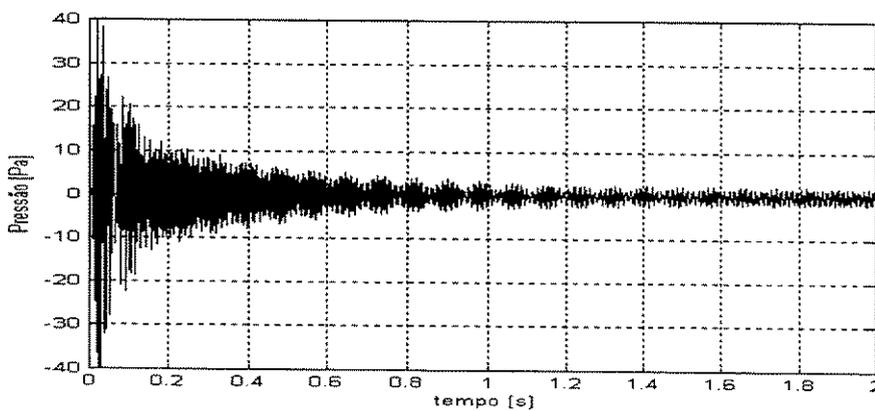
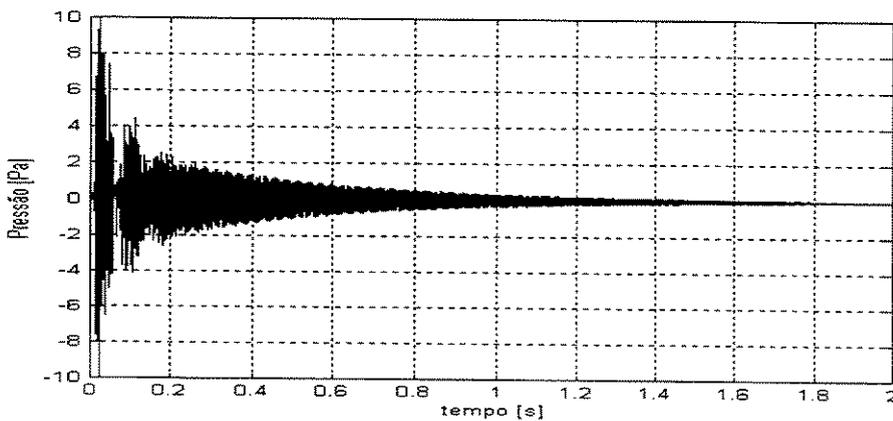


Figura 5.37 – Diagrama em blocos do controlador incluindo o algoritmo *NFXLMS* multiexcitação.



(a) microfone 5

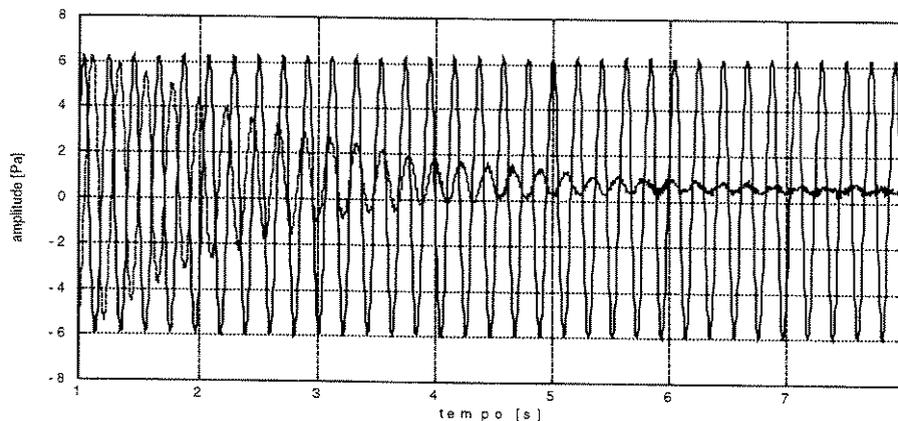


(b) microfone 6

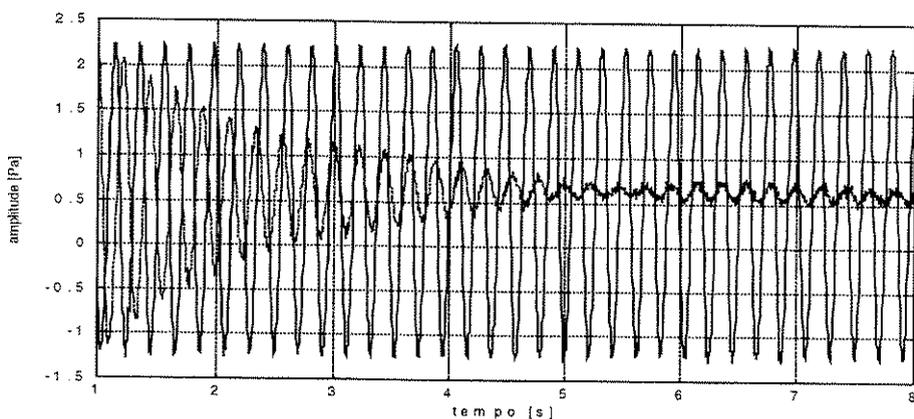
Figura 5.38 - Resultados para os microfones de erro (5) e (6) para multiexcitação.

5.4.4 Resultados experimentais

As Figuras 5.39, 5.40 e 5.41 apresentam resultados típicos da atuação do controle para os casos monocal, multiterro e multiexcitação, comparando-se os sinais de erro para o sistema com controle e sem controle. Os resultados confirmam aqueles obtidos nas simulações para os casos monocal e multiterro. No caso multiexcitação, não houve atenuação significativa semelhante ao encontrado nas simulações. No caso experimental, a atenuação fica associada a distribuição dos pesos do algoritmo, que busca a minimização com a composição de dois sinais somados ao sistema físico.

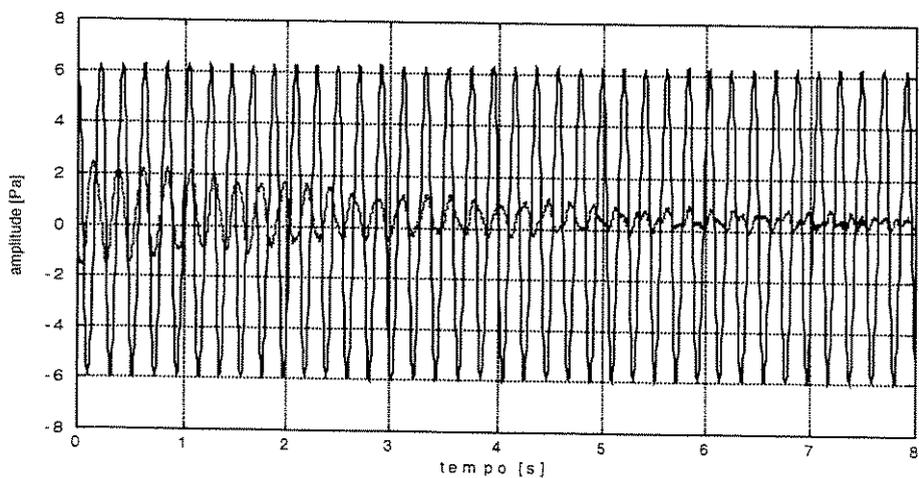


(a) microfone 5

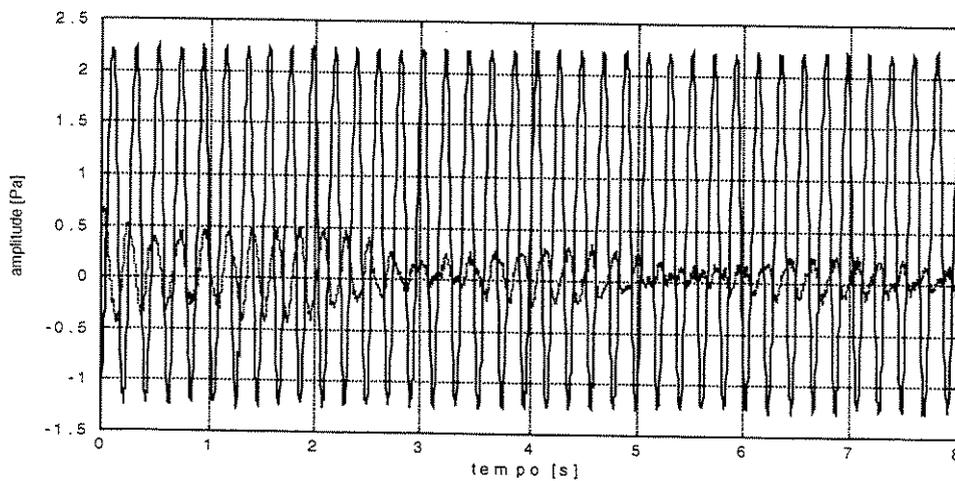


(c) microfone 6

Figura 5.39 – Resultado da atenuação da pressão sonora dos microfones (5) e (6) para o caso monocal. (—) Sem controle e (----) Com controle

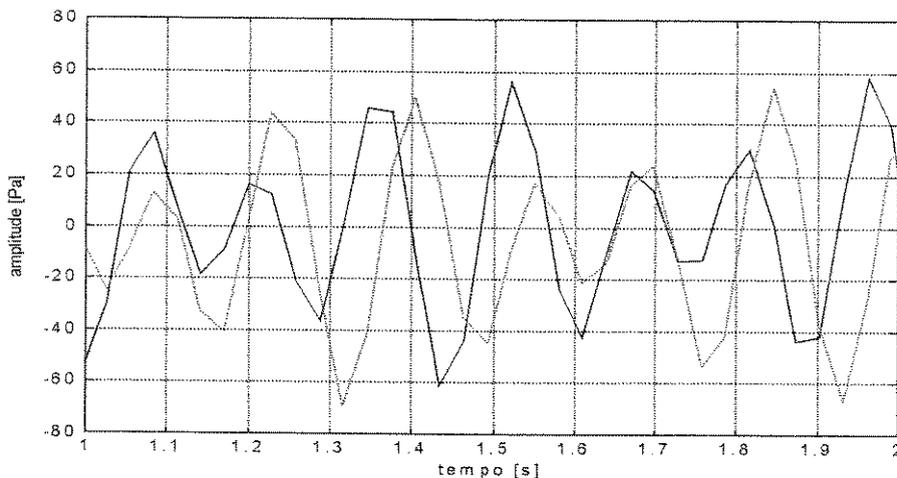


(a) microfone 5

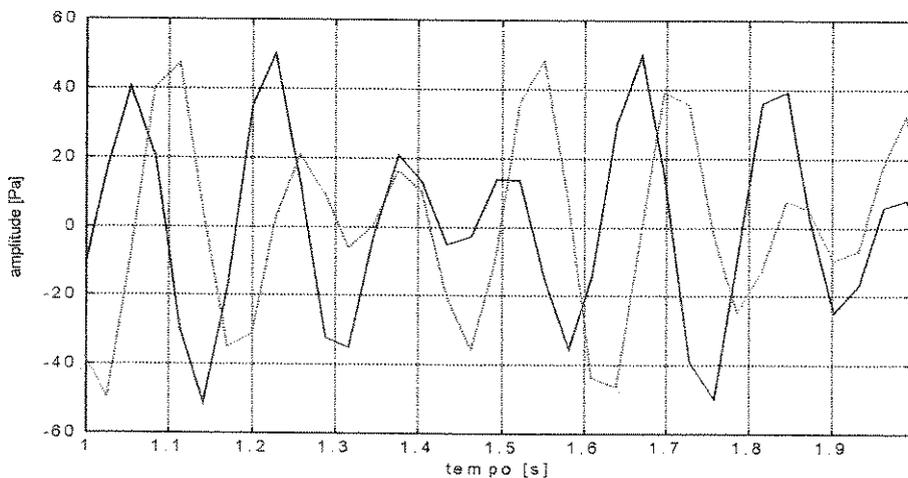


(b) microfone 6

Figura 5.40 – Resultado da atenuação da pressão sonora dos microfones de erro (5) e (6) para o caso multiterro. (—) Sem controle e (---) Com controle



(a) microfone 5



(b) microfone 6

Figura 5.41 – Resultado da atenuação da pressão sonora dos microfones de erro (5) e (6) para o caso multiexcitação. (—) Sem controle e (----) Com controle

Nesta etapa do trabalho, o objetivo principal foi avaliar o algoritmo *NFXLMS*, implementado para controlar o ruído tonal na configuração do duto U, para as condições de controle monocanal, multiterro e multiexcitação. Para os casos experimentais mono e multiterro, reduções globais para o sinal de perturbação tonal (seno) foram alcançadas. Na configuração multiexcitação, apenas em algumas faixas foi verificada redução, não sendo portanto, equivalente aos casos encontrados nas simulações que obtiveram reduções globais. Devido às limitações no processamento da placa de controle em tempo real, não foi possível avaliar o algoritmo para o caso multicanal, com duas fontes secundárias de controle implementadas na bancada experimental do duto.

De uma forma geral, o uso da bancada de dutos de PVC, possibilitou investigar várias configurações e explorar o controlador na sua forma filtrada e normalizada, *NFXLMS*, sendo verificada as principais limitações do trabalho com comparativos de simulações e experimentos realizados.

Capítulo 6

Conclusões

6.1 Comentários finais

O objetivo deste trabalho foi construir e explorar uma bancada experimental flexível para ANC em dutos no Laboratório de Vibroacústica do Departamento de Mecânica Computacional da UNICAMP, utilizando o algoritmo adaptativo *LMS*, implementado em ambiente *MATLAB – SIMULINK*[®] e verificar sua aplicação em tempo real, através da placa de processamento de sinal *dSPACE*[®]. Neste estudo, três diferenciadas formas de duto foram avaliadas: o duto Y e duto T para o caso monocanal, e o duto U para o caso mono, multiterro e multiexcitação. Para o duto T, um estudo experimental das impedâncias acústicas também foi realizado. Os resultados foram divididos nas seguintes fases:

- definição da geometria do duto a ser estudado com o posicionamento das fontes (alto-falantes) e sensores (microfones) do sistema físico;
- identificação *off-line* do sistema através da planta de modelo de estado discretizada;
- simulação dos dados com o algoritmo de controle adaptativo *NFXLMS*;

- avaliação experimental em tempo real usando a placa de processamento de sinal da *dSPACE*[®] e o algoritmo *NFXLMS*;
- comparação dos resultados obtidos nas simulações e experimentos para os casos de dutos estudados;
- verificação analítica e experimental das impedâncias do duto.

Para os casos estudados, a metodologia inicial foi definir a forma do duto e optar pelo uso do algoritmo mono ou multicanal. Para o caso monocanal, dois alto-falantes foram utilizados no sistema físico: um atuando como fonte primária (perturbação) e o outro como fonte secundária (controle). Dois microfones foram usados para monitorar o controle, sendo apenas um considerado como erro e o outro somente para efeitos comparativos. Com a planta identificada antes da implementação do controlador (processo *off-line*), através do sistema de identificação *ERA* (Método de Realização de Auto-Sistemas), simulações foram feitas com o objetivo de estimar parâmetros do algoritmo, tais como número de pesos e passo de convergência. Obtidos os valores nas simulações, a sequência foi aplicar os resultados para a situação do controlador atuando em tempo real. Os resultados alcançados nas simulações também foram verificados nos experimentos montados para as geometrias propostas. Para o caso multicanal, não foi possível implementar neste trabalho o uso de mais de uma fonte secundária, devido a limitações da placa de processamento de sinal utilizada. No estudo do duto T, foram feitas avaliações experimentais e analíticas das impedâncias, para obtenção de comparativos e validação do sistema de medição. Os resultados encontrados nas medições experimentais, para o caso das impedâncias de transferência, foram semelhantes. Para estudo e avaliação do controlador, as impedâncias de transferência do duto T foram medidas com o algoritmo de controle adaptativo *NFXLMS* ligado e desligado, acrescentando com isso, informações sobre o fluxo de energia acústica atuando no sistema proposto e apresentado mais uma alternativa para o estudo de controle ativo de ruído.

6.2 Conclusões

Uma bancada experimental flexível foi apresentada, que permitiu grande facilidade para montagem de diversas configurações geométricas do duto. O uso do conhecido algoritmo de controle adaptativo *LMS* foi aplicado na sua versão normalizada e com o sinal de referência filtrado, conhecido como *NFXLMS*, implementado nas simulações e experimentos realizados em ambiente *MATLAB - SIMULINK*[®]. A placa de processamento de sinal em tempo real *dSPACE*[®] foi usada para realização do controle ativo. Para os casos estudados, os resultados apresentaram boas atenuações no nível de pressão sonora com os sinais de perturbação tonal e aleatório. Um estudo das impedâncias acústicas analíticas foi apresentado com validação experimental. A qualidade dos resultados obtidos permitiram inferir que as medidas de impedância acústica podem ser usadas como um bom indicador das atenuações obtidas no *ANC*. Os casos multiterro e multiexcitação também foram implementados e verificados neste trabalho, apresentando bons resultados nas avaliações. Para o estudo do controlador *LMS* com multiexcitação na fonte primária, houve apenas atenuação em faixas estreitas, quando comparado com os casos monocanal e multiterro que obtiveram atenuações globais.

6.3 Trabalhos futuros

Nesta linha de pesquisa, explorando o uso da bancada montada para o estudo do controle ativo de ruído em dutos, sugere-se os seguintes trabalhos:

- Estender o estudo para mais de uma fonte de perturbação primária com vários controladores e sensores de erro (multicanal);
- Avaliar o algoritmo de controle nos experimentos utilizando sistema de identificação atuando em tempo real com o controlador (*on-line*);

- Implementar novos algoritmos de controle e avalia-los através de estudos comparativos experimentais;
- Aplicação de sistema híbrido, parte passiva e ativa atuando em conjunto nos experimentos de dutos;
- Analisar e explorar o cálculo das impedâncias como mais uma ferramenta para o estudo do controle ativo de ruído;
- Implementar o algoritmo *LMS* no domínio da frequência com verificação experimental.

6.4 Trabalhos publicados

NUNES, R. F., DONADON, L. D., ARRUDA, J. R. F., SANTOS, J. M. C. Controle ativo de ruídos em dutos usando algoritmo adaptativo. In: *XV Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica*, Águas de Lindóia, 1999. A ser publicado.

DONADON, L. D., NUNES, R. F., ARRUDA, J. R. F., SANTOS, J. M. C. Influência do controlador Filtered-X LMS nas impedâncias de um duto. In: *XV Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica*, Águas de Lindóia, 1999. A ser publicado.

NUNES, R. F., ARRUDA, J. R. F., SANTOS, J. M. C. Active noise control in a Y-shaped duct simulation and experimental results. *Journal of Building Acoustics*, v.5, n.1, p.17-25.1998.

ARRUDA, J. R. F., NUNES, R. F., SANTOS, J. M.C., COLINAS, N. G. An experiment on the active control of sound in ducts using a feedforward adptative filter. In: *I Congresso Iberoamericano de Acústica*, 1997, Florianópolis. **Anais...** Florianópolis, p. 319-322.

Referências Bibliográficas

- APLIN, J. Active noise control - from research to reality. *Proceedings of the IEEE*. p.444-449, 1994.
- ARRUDA, J. R. F. Análise modal experimental usando um algoritmo de realização de autossistemas. *Curso de técnicas ópticas para medida de vibrações e deformações*. Campinas: UNICAMP/FEM, 1998. (notas de aula)
- BAI, M. R., CHANG, C. Y., CHEN, R. Passive and active control for noises in ducts: Experimental investigations. *Journal of Chinese Society of Mechanical Engineers*, v.16, n.2, p. 155-166, Feb. 1995.
- BIES, S. A., HANSEN, C. H. *Engineering noise control: Theory and practice*. London: E&FN Spon, 1996.
- BOZIC, S. M. *Digital and Kalman Filtering*. London, Edward Arnold, 1979.
- BURGESS, J. C. Active adaptive sound control in a duct: A computer simulation. *Journal of the Acoustical Society of America*, v.27, n.3, p.715-726, Sept. 1981.
- CANEVET, G. Active sound absorption in an air conditioning duct. *Journal of Sound and Vibration*, London, v.70, n.3, p.333-345, 1978.
- EGHTESADI, K., LEVENTHALL, H. G. Active attenuation of noise - The monopole system. *Journal Acoustical Society of America*, v.71, n.3, p.608-611, March. 1982.

ELLIOTT, S. J. Active control of Structure - Borne noise. *Journal of Sound and Vibration*, v.177, n.5, p. 651-673, 1994.

ELLIOTT, S. J., NELSON, P. A. *Active control of sound*. London: Academic Press, 1992. 350 p.

ELLIOTT, S. J., NELSON, P. A. Active Noise Control: Low - frequency techniques for suppressing acoustic noise leap forward with signal processing. *IEEE Signal Processing Magazine*. p.12-35, Oct. 1993.

ELLIOTT, S. J., NELSON, P. A., STHOTHERS, I. M. A Multiple Error LMS Algorithm and its application to the active control of sound and vibration *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, v.35, n.10, p.1423-1434, Oct. 1987.

ERIKSSON, L. J., A brief social history of active sound control. *Sound and Vibration*, p.14-17. July. 1999.

ERIKSSON, L. J., Active sound and vibration control: A technology in transition. *Noise Control Engineering Journal*, v.44, n.1, p.1- 9, 1996.

ERIKSSON, L. J., ALLIE, M. C. A practical system for active attenuation in ducts. *Sound and Vibration*, p.30-34. Feb. 1988.

FÜLLER, C. R., ELLIOTT, S. J., NELSON, P. A. *Active control of vibration*. London: Academic Press, 1996.

HAMADA, H., TAKASHINE, N., NELSON, P. A. Genetic algorithm used for active control of sound – search and identification of noise sources. *Active*, 1995.

- HANSEN, C. H., SNYDER, S. D. The influence of source size, location, and number upon power flow attenuation achieved with duct active noise control systems. In: *Proceedings of The Australian Vibration and Noise Conference*, 1992, Melbourne. **Anais ...** Melbourne, p. 179-182.
- HANSEN, C. H., SNYDER, S. D. *Active control of noise and vibration*. London: E&FN Spon, 1997.
- HAYKIN, S. *Adaptive filter theory*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 3.ed., 1996. 989 p.
- HERNANDES, C. S., ARRUDA, J. R. F., GUIDO, C. A., ALVES, P. S. L., PAVANELLO, R. Análise modal teórica e experimental de um diafragma de alto-falante. In: *Congresso Iberoamericano de Acústica*, 1997, Florianópolis. **Anais...** Florianópolis, p. 603-606.
- JESSEL, M. J. M., MANGIANTE, G. A. Active sound absorbers in an air duct. *Journal of Sound and Vibration*, London, v.23, n. 3, p. 383-390, 1972.
- JIRICEK, O., KONICEK, P. Implementation of in-duct active control. In: *Proceedings Inter-Noise*, 1997, Budapest. **Anais...** Budapest, v.2, p.505-508.
- JUANG, J. N., PAPPA, R. S., An Eigensystem Realization Algorithm for Modal Parameter Identification and Model Reduction. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 8(5), 620-627, 1985.
- KIM, Y. W., LEE, Y.H., KIM, K. D., CHANG, S. Y. The performance analysis of LMS and RLS Algorithm for active noise control of vehicle engine booming noise. In: *Proceedings Inter-Noise*, 1997, Budapest. **Anais...** Budapest, v.2, p.525-528.

KINSLER, L. E., FREY, A. R., COPPENS, A. B., SANDRES, J. V. *Fundamentals of acoustics*. New York: J. Wiley Sons, 1982.

KUO, S. M., MORGAN, D. R., *Active noise control systems: Algorithm and DSP implementations*. John Wiley Sons, Inc, 1996. 389 p.

LUEG, P. *Process of silencing sound oscillations*. U. S. Patent N. 2043 416, 19 June, 1936.

MONTASSIER, A., CARME, C. Active multi-channel muffler for the ventilation system of Paris underground. In: *Proceedings Inter-Noise, 1997, Budapest. Anais...* Budapest, p. 501-504.

OLSON, H. F. Electronic sound absorber. *Journal of the Acoustical Society of America*, v.25, p.1130-1136, 1953.

OPPENHEIM, A.V., SCHAFER, R. W. *Discrete – Time Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1989.

POOLE, J. H. B., LEVENTHALL, H. G. An experimental study of Swinbanks' Method of active attenuation of sound in ducts. *Journal of Sound and Vibration*, London, v. 49, n.2, p. 257-266, 1976.

SHEN, Q., SPANIAS, A. S. Time - and frequency – domain X – block least-mean-square algorithms for active noise control. *Noise Control Engineering Journal*. V.44, n.6, p281-293, Dec.1996.

SHOURESHI, R., BRACKNEY, L., KUBOTA, N., BATTI, G. A modern control approach to active noise control. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, v. 115, p. 673-678, Dec. 1993.

- SNYDER, S. D., HANSEN, C. H. The effect of transfer function estimation errors on the Filtered-x LMS Algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v.42, n.4, p.950-953, April 1994.
- SNYDER, S. D., HANSEN, C. H. Design considerations for active noise control systems implementing the multiple input, multiple output LMS algorithm. *Journal of Sound and Vibration*, London, v.159, n.1, p. 157-174, 1992.
- SNYDER, S. D., HANSEN, C. H.,. Active noise control in ducts: Some physical insights. *Journal of the Acoustical Society of America*, v.86, n.1, p.184-194, July 1989.
- SNYDER, S. D., HANSEN, C. H. The influence of transducer transfer functions and acoustic time delays on the implementation of the LMS algorithm in active noise control system. *Journal of Sound and Vibration*, London, v141, n.3, p.409-424. 1990.
- STEVENS, J. C., AHUJA, K.K. Recent advances in active noise control. *AIAA Journal*, v.29, n.7, p.1058-1067, July 1991.
- SWINBANKS, M. A. The active control of sound propagation in long ducts. *Journal of Sound and Vibration*, London, v.27, n.3, p. 411-436, 1973.
- TICHY, J., WARNAKA, G. E., POOLE, L. A. A study of active control of noise in ducts. *Journal of Vibration, Acoustics, Stress, and Reliability in Design*, v.106, p.399-404, July. 1984.
- TRINDER, M. C. J., NELSON, P. A. Active noise control in finite length ducts. *Journal of Sound and Vibration*, London, v.89, n.1, p. 95-105, 1983.

- ZANDER, A. C., HANSEN, C. H. A comparison of error sensor strategies for the active control of ducts noise. *Journal of the Acoustical Society of America*, v.94, n.2, p.841-848, Aug. 1993.
- ZANDER, A. C., HANSEN, C. H. Active control of higher-order acoustic modes in ducts. *Journal of the Acoustical Society of America*, v.92, n.1, p. 244-257, July. 1992.
- YUAN, J., FUNG, K. Y. A travelling wave approach to active noise control in ducts. *Journal of Sound and Vibration*, v.219, n.2, p. 307-321, 1999.
- WANGLER, C., HANSEN, C. Genetic algorithm adaptation of IIR filters by direct adjustment of pole and zeroes for active control of sound and vibration. *Active*, 1995.
- WARNAKA, G. E. Active attenuation of noise - The state of the art. *Noise control Engineering*, v.18, n.3, p. 100-110, May-June. 1982.
- WIDROW, B., STEARNS, S., *Adaptive Signal Processing*. Prentice-Hall, 1985. 474 p.
- WIDROW, B., GLOVER, J. R., MCOOL, J. M., KAUNITZ, J., WILLIAMS, C. S., ZEIDER, J. R., GOODLIN, R.C., HEARN, R. H., DONG, E. D. Adaptive noise canceling: Principles and applications. *Proceedings of the IEEE*, v.63, n.12, p. 1692-1716, Dec. 1975.