

São Paulo
2000

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de
São Paulo para obtenção do título
de Mestre em Engenharia

CONTROLE ATIVO DE RUÍDO ACÚSTICO EM
DUTOS USANDO
CONTROLES ADAPTATIVOS

EDUARDO RIBEIRO DE CASTRO

**CONTROLE ATIVO DE RUIDO ACUSTICO EM
DUTOS USANDO
CONTROLES ADAPTATIVOS**

EDUARDO RIBEIRO DE CASTRO

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de
São Paulo para obtenção do título
de Mestre em Engenharia

Área de Concentração:
Engenharia Mecânica

Orientador:
Prof. Dr. José Sotelo Jr.

São Paulo
2000

SUMÁRIO

RESUMO

ABSTRACT

1	1. INTRODUÇÃO	1
1	1.1. OBJETIVOS	1
1	1.2. MOTIVAÇÕES	1
2	1.3. ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	2
4	2. CONTROLE ATIVO DE RUÍDO ACÚSTICO	4
4	2.1. CONTROLE ATIVO X CONTROLE PASSIVO	4
5	2.2. CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM DUTOS	5
7	3. FILTROS ADAPTATIVOS	7
7	3.1. INTRODUÇÃO	7
7	3.2. PRINCÍPIOS BÁSICOS - FILTRO DE WIENER	7
10	3.3. ALGORITMO LMS	10
12	3.4. VARIANTES DO ALGORITMO LMS	12
12	3.4.1. Recursive LMS	12
13	3.4.2. LMS Normalizado	13
14	3.4.3. Leaky LMS	14
15	3.4.4. Filtered-X LMS	15
17	3.5. ALGORITMO RLS	17
20	3.6. FILTROS ADAPTATIVOS EM ESTRUTURA LATTICE	20
23	3.6.1. Algoritmo LMS para filtros lattice FIR	23
24	3.6.2. Algoritmo normalizado para filtros lattice IIR	24
26	4. CAMPO ACÚSTICO EM DUTOS	26
26	4.1. ELEMENTOS DE ACÚSTICA	26
26	4.1.1. Equação de Onda	26
28	4.1.2. Impedância Acústica	28
30	4.1.3. Reflexão de Ondas Sonoras em Superfícies Sólidas	30
31	4.1.4. Reflexão de Ondas em Extremidades Abertas de Dutos	31
33	4.1.5. Intensidade Sonora e Escala Decibel	33
34	4.2. MODELOS ACÚSTICOS DE DUTOS	34
35	4.2.1. Duto infinito	35
36	4.2.2. Duto finito	36
37	4.2.3. Duto finito fechado nas duas extremidades	37
38	4.2.4. Duto finito aberto em uma extremidade e fechado na outra	38
38	4.2.5. Validade dos modelos (frequência de corte)	38
39	5. PLATAFORMA EXPERIMENTAL	39
39	5.1. DESCRIÇÃO DA PLATAFORMA EXPERIMENTAL	39
44	5.2. CARACTERÍSTICAS DA PLANTA	44
44	5.2.1. Modelo acústico da planta	44
50	5.2.2. Levantamento das características da planta	50
55	6. ALGORITMOS ADAPTATIVOS APLICADOS AO CONTROLE DE RUÍDO	55
55	6.1. PARTICULARIDADES DAS PLANTAS ACÚSTICAS	55
55	6.1.1. Planta de Erro	55
57	6.1.2. Feedback Acústico	57
58	6.2. MODELAGEM DA PLANTA	58
60	7. SIMULAÇÕES	60
60	7.1. SIMULADOR	60

64	7.2	PROCEDIMENTO DE SIMULAÇÃO.....
66	7.3	RESULTADOS COM O ALGORITMO FILTERED-X LMS.....
67	7.3.1	Resposta no tempo para Tom Puro.....
70	7.3.2	Varredura de frequências.....
71	7.3.3	Dois tons puros.....
73	7.3.4	Banda Larga.....
73	7.3.5	Estabilidade.....
74	7.4	RESULTADOS COM O ALGORITMO RLS.....
74	7.4.1	Resposta no tempo para Tom Puro.....
77	7.4.2	Varredura de frequências.....
77	7.4.3	Dois tons puros.....
79	7.4.4	Banda Larga.....
79	7.4.5	Estabilidade.....
80	8	ENSAIOS NA PLATAFORMA EXPERIMENTAL.....
80	8.1	PROCEDIMENTO EXPERIMENTAL.....
82	8.2	RESULTADOS COM O ALGORITMO FILTERED-X LMS.....
82	8.2.1	Varredura de frequências.....
83	8.2.2	Dois tons puros.....
85	8.2.3	Banda Larga.....
85	8.2.4	Estabilidade.....
86	8.3	RESULTADOS COM O ALGORITMO RLS.....
86	8.3.1	Tom Puro.....
87	8.3.2	Dois tons puros.....
87	8.3.3	Banda Larga.....
88	8.3.4	Estabilidade.....
89	9	SÍNTESE DO DESEMPENHO DOS ALGORITMOS.....
89	9.1	GRAU DE ATENUAÇÃO DO RUÍDO.....
90	9.2	TEMPO DE RESPOSTA.....
90	9.3	ESTABILIDADE.....
91	9.4	CONCLUSÕES.....
92	10	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....
94		REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....

Resumo

Nesta dissertação é feito um estudo sobre o uso de algoritmos adaptativos em sistemas de controle ativo de ruído acústico em dutos. O controle ativo de ruído consiste na eliminação do ruído acústico através de interferência destrutiva de ondas, ou seja, através da adição de uma onda sonora de mesma amplitude que o ruído e fase invertida. São apresentados resumos das teorias de acústica de dutos e de filtros adaptativos, necessárias para a compreensão do problema. Também é feita uma descrição do funcionamento dos sistemas de controle ativo de ruído e de como os filtros adaptativos podem ser aplicados.

Dois tipos de filtro adaptativos são testados: o Filtered-X LMS (least mean squares) e o RLS (recursive least squares). Os testes foram feitos primeiro em simulações por computador e posteriormente em uma plataforma experimental, construída especialmente para este fim. Foram usados ruídos de tom puro, 2 tons puros e banda larga.

Com os resultados dos ensaios é feita a análise do comportamento dos algoritmos, em termos de grau de atenuação do ruído, tempo de resposta e estabilidade. A forma como as características do ruído influenciam no desempenho dos algoritmos também é estudada.

Abstract

The purpose of this dissertation is the analysis of the use adaptive filters on active noise control systems in ducts. Active noise control consists of the elimination of the acoustic noise by using destructive interference, that is, by adding to the noise a sound wave with the same amplitude, but with opposite phase.

Initially, a brief condensation of the theories of duct acoustics and adaptive filters has been presented, followed by a description of the behavior of active noise control systems and of how adaptive filters can be applied to these systems. All these theories are essential to the comprehension of the problem.

Two kinds of adaptive filters were tested: Filtered-X LMS (least mean squares) and RLS (recursive least squares). The tests comprised computer simulations followed by assays on an experimental plant built specially for this purpose. Three kinds of noise where used: 1 pure tone, 2 pure tones and broad band.

The results of the assays were used in the analysis of the behavior of each algorithm, in terms of degree of noise attenuation, response time and stability. The influence of the characteristics of the noise on the performance of the algorithms is also studied.

1. INTRODUÇÃO

1.1. Objetivos

Sistemas de controle ativo de ruído acústico são sistemas cuja função é atenuar ruídos sonoros através da geração de um anti-ruído que cancele o ruído original por interferência destrutiva de ondas. Geralmente, a detecção dos ruídos é feita através de microfones e a geração do anti-ruído através de alto-falantes, sendo ambos controlados por algum tipo de processador digital.

O objetivo desta dissertação é estudar a aplicação de alguns esquemas de algoritmos adaptativos para o controle de um sistema de controle ativo de ruído em dutos. Será feito um estudo dos algoritmos adaptativos mais comumente utilizados para este tipo de aplicação, sendo levantadas as características mais importantes de cada tipo de algoritmo e a possível influência dessas características no desempenho do sistema. Serão feitos testes de cada algoritmo, primeiro em simulações e posteriormente em uma plataforma experimental.

Será apresentada ainda uma introdução à teoria do controle ativo de ruído, seguida de um estudo simplificado da acústica de dutos, necessário para a compreensão das características da planta a ser controlada.

1.2. Motivações

Os métodos tradicionais de controle de ruído sonoro se baseiam no uso de revestimentos e estruturas acústicas para absorver e/ou refletir as ondas sonoras, impedindo que elas se propaguem até a região sob controle. Por se basearem no uso de materiais, os métodos passivos tradicionais apresentam as seguintes deficiências:

- menor eficiência na atenuação de sons de baixa frequência.
- aumentam o peso e o volume das estruturas nas quais são aplicados. Isto pode ser um problema, especialmente em veículos e aeronaves.

As técnicas de controle ativo de ruído suprem estas duas deficiências das técnicas tradicionais. Por se basearem somente no uso de equipamentos eletrônicos, os sistemas de controle ativo são leves e ocupam pouco espaço. Além disso, têm uma eficiência muito maior na atenuação de sons de baixa frequência.

O controle ativo de ruído acústico é uma técnica relativamente nova. Apesar de já existirem vários sistemas de controle ativo de ruído sendo comercializados atualmente, a tecnologia envolvida neste tipo de aplicação ainda não está completamente consolidada. Novas abordagens e novos métodos de controle continuam a ser propostos e testados.

O algoritmo de controle é a parte central de um sistema de controle ativo. Atualmente, a técnica de controle mais utilizada e pesquisada são os algoritmos adaptativos, que são o tema central desta dissertação. Outras formas de controle estão sendo propostas atualmente, tais como os algoritmos genéticos e as redes neurais. Mas até o momento, são aos algoritmos adaptativos que vêm apresentando os melhores resultados.

As técnicas de controle utilizadas em sistemas de controle ativo de ruído podem ser utilizadas, com algumas adaptações, em problemas de controle de vibrações em estruturas, dada a semelhança entre estes dois tipos de aplicação. Esta é uma motivação adicional para o estudo do tema desta dissertação.

1.3. Estrutura da Dissertação

Devido à complexidade do tema proposto é conveniente apresentar o estudo precedido de uma introdução aos fenômenos acústicos em dutos e às dificuldades do cancelamento do ruído, além de uma descrição dos controladores adaptativos e de suas variantes normalmente utilizadas. Assim, os capítulos 2, 3 e 4 são dedicados à teoria associada aos sistemas de controle ativo de ruído e aos algoritmos adaptativos. No capítulo 2, é apresentado uma introdução aos sistemas de controle ativo de ruído. No capítulo 3, é apresentada a teoria dos filtros adaptativos, juntamente com a descrição de vários tipos de algoritmos adaptativos e suas características. E no capítulo 4, é apresentada a teoria acústica utilizada para modelar a planta.

Os capítulos seguintes são dedicados às simulações e testes do sistema na plataforma experimental. O capítulo 5 descreve a plataforma experimental usada nos testes dos algoritmos. O capítulo 6 descreve a forma como os algoritmos adaptativos foram utilizados nas simulações e nos ensaios experimentais. Os capítulos 7 e 8 contêm, respectivamente, os resultados de simulações de algoritmos feitas em computador e os resultados obtidos na plataforma experimental. O capítulo 9 apresenta uma discussão sobre os resultados obtidos e o desempenho de cada algoritmo, e o capítulo 10 fecha a dissertação com alguns comentários finais sobre o resultado do trabalho.

2. CONTROLE ATIVO DE RUÍDO ACÚSTICO

2.1. Controle Ativo × Controle Passivo

Controle de ruídos acústicos é o conjunto de técnicas utilizadas para eliminar ou reduzir a intensidade de ruídos sonoros em determinados ambientes, visando o maior conforto acústico.

As técnicas mais comumente utilizadas no controle de ruídos são as chamadas técnicas de *controle passivo*. Elas se baseiam no uso de materiais e estruturas capazes de absorver energia sonora ou refletir ondas sonoras, reduzindo desta forma o nível de ruído audível em ambientes sob controle. Exemplos de aplicação desse tipo de técnica são:

- revestimentos usados no interior de automóveis e aeronaves para absorver o ruído dos motores e/ou turbinas.
- barreiras acústicas construídas ao longo de rodovias próximas a áreas residenciais
- enclausuramento total ou parcial de equipamentos ruidosos, como por exemplo motores e compressores

Mais recentemente, a partir da década de 80, vêm sido desenvolvidas as técnicas de *controle ativo* de ruído. Elas baseiam-se na natureza ondulatória do som e no fenômeno da interferência destrutiva e consistem na eliminação do ruído acústico através da adição de uma onda sonora de mesma amplitude que ele e fase invertida. Para isso são necessários microfones para a detecção do ruído e uma ou mais fontes sonoras para a geração do anti-ruído. É necessário também o uso de algum controlador digital para coletar os sinais dos microfones e gerar os sinais das fontes sonoras. Alguns exemplos de aplicação de controle ativo são:

- sistemas de controle de ruído no interior de cabines de avião
- fontes de ouvido para funcionários que operam junto as aeronaves em aeroportos

As técnicas de controle passivo são de longe as mais utilizadas atualmente, por serem na maioria dos casos mais simples e mais econômicas que as de controle ativo.

Porém, existem algumas situações nas quais o controle passivo não é totalmente satisfatório, ou não pode ser empregado.

- Quanto menor a frequência do ruído, menor é a capacidade dos materiais para absorvê-lo, e portanto menor é a eficiência das técnicas de controle passivo. Para o controle de ruídos de baixa frequência (inferiores a 500 Hz), o controle ativo pode apresentar uma eficiência muito superior à do controle passivo.
- Em situações nas quais a economia de espaço e a redução de peso são importantes, pode ser interessante a combinação dos controles ativo e passivo, visando reduzir a quantidade de material isolante acústico necessária para o controle de ruído. Este é o caso, por exemplo, das aeronaves.

2.2. Controle Ativo de Ruído em Dutos

O caso geral de controle acústico em um ambiente amplo (tridimensional) é um problema importante mas difícil de ser tratado e estudado, pois exige a modelagem de uma planta bastante complexa e requer o uso de vários sensores e fontes sonoras. Para iniciar o estudo do controle ativo de ruído, é conveniente começar pelo caso mais simples, que é o do controle de ruídos no interior de um duto. Neste caso, o objetivo é reduzir a intensidade do som que se propaga ao longo do duto. A figura abaixo mostra um esquema deste tipo de aplicação:

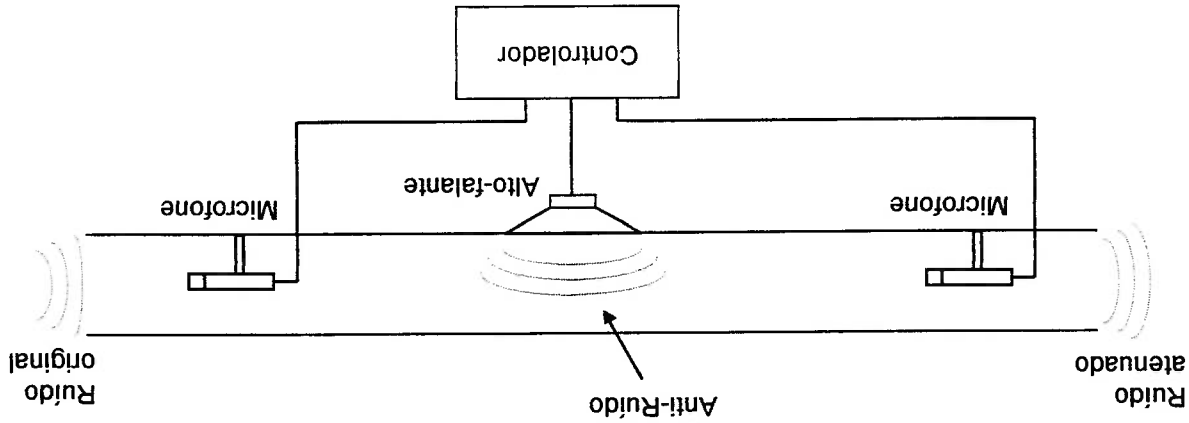


Figura 2.1 - Esquema básico de um sistema de controle ativo de ruído em dutos

É usado um alto-falante fixado na lateral do duto para gerar o anti-ruído, um microfone para detectar o ruído que entra no duto e outro microfone para medir o ruído residual na saída do duto. Um controlador digital é usado para processar os sinais dos microfones e gerar o sinal do alto-falante. O som gerado pelo alto-falante deve ser capaz de anular o ruído original através de interferência destrutiva, de modo que o ruído que alcançar a saída do duto tenha intensidade bem reduzida.

O interesse neste tipo de aplicação de controle ativo é de ordem tanto prática quanto teórica. Na prática, um sistema deste tipo pode ser empregado para atenuar o ruído de proveniência de sistemas de ar-condicionado, de escapamentos de automóveis ou de chaminés industriais. Atualmente já existem várias empresas que fabricam e vendem produtos nesta linha, com resultados bastante satisfatórios.

No campo teórico, o interesse neste tipo de aplicação vem de sua simplicidade. A propagação do som no interior de dutos é unidimensional, somente na direção do eixo do duto. Não existem obstáculos à propagação do som. Só existe uma fonte de ruído, na entrada do duto, e só um ponto onde o ruído deve ser eliminado, na saída do duto. Também só é necessária uma fonte sonora para controlar o ruído. Um sistema simples como este serve de ponto de partida para o estudo das técnicas de controle que posteriormente poderão ser aplicadas em sistemas mais complexos. (Por exemplo, no interior de um avião existem vários obstáculos à propagação do som, várias direções nas quais os ruídos podem se propagar e várias fontes de ruído. Como consequência, são necessários vários alto-falantes e microfones para controlar o sistema, e é exigida uma sofisticação maior do algoritmo de controle.)

3. FILTROS ADAPTATIVOS

3.1. Introdução

Algoritmos adaptativos, filtros adaptativos ou controladores adaptativos são filtros discretos capazes de ajustarem seus coeficientes continuamente no tempo, para se adaptarem a mudanças nas condições de operação da planta. Eles podem ser utilizados para controlar sistemas cujas características mudem constantemente e que não possam ser controlados por filtros digitais comuns. Podem ser utilizados também no modelamento de sistemas dinâmicos, já que eles são capazes de alterar os seus coeficientes para reproduzir o comportamento de uma planta.

O emprego de algoritmos adaptativos no controle de sistemas de controle ativo de ruído se justifica pela alta sensibilidade deste tipo de sistema a mudanças nas condições de operação. Mudanças nas características acústicas do ambiente, ou alterações no espectro de frequência do ruído podem reduzir o desempenho do sistema ou até torná-lo instável, se o controlador utilizar um filtro digital comum. É necessário algum mecanismo de ajuste do controlador para que ele esteja sempre no ponto ótimo de operação, mesmo que a dinâmica da planta mude.

A teoria dos filtros adaptativos é relativamente simples, assim como a sua implementação. Desde os anos 80, quando as aplicações de controle ativo de ruído se tornaram mais comuns, que os algoritmos adaptativos são a técnica mais utilizada.

3.2. Princípios básicos - Filtro de Wiener

Os filtros adaptativos são projetados para reajustarem seus coeficientes de modo que o sinal de saída se aproxime o máximo possível de um sinal de referência externo. A cada iteração do filtro o sinal de saída $y(k)$ é comparado com o sinal de referência $d(k)$ e o erro $e(k)$ entre eles é utilizado como parâmetro para o reajuste do filtro. O algoritmo de adaptação deve ser capaz de fazer com que o erro diminua gradualmente ao longo do tempo.

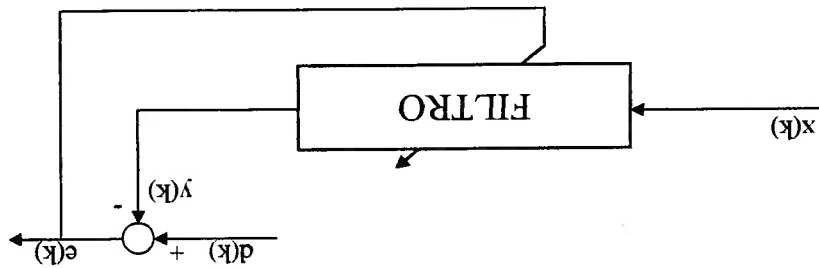


Figura 3.1 – Filtro Adaptativo

Consideremos o caso de um filtro FIR (*finite impulse response*) de dimensão N . Este filtro só possui polos triviais (iguais a zero) em sua função de transferência, e é descrito pela equação:

$$W(z) = w_0 + w_1 \cdot z^{-1} + w_2 \cdot z^{-2} + \dots + w_{n-1} \cdot z^{-N+1} \quad (3.1)$$

Seja W o vetor dos coeficientes do filtro, e X_k o vetor das últimas N entradas do filtro no instante k :

$$W = [w_0 \ w_1 \ w_2 \ w_3 \ \dots \ w_{N-1}]^T \quad (3.2)$$

$$X_k = [x(k) \ x(k-1) \ x(k-2) \ \dots \ x(k-N+1)]^T \quad (3.3)$$

A saída do filtro é dada pela expressão:

$$y(k) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i \cdot x(k-i) = X_k^T \cdot W \quad (3.4)$$

E o erro entre a saída do filtro e o sinal de referência é dado por:

$$e(k) = d(k) - y(k) = d(k) - X_k^T \cdot W = d(k) - W^T \cdot X_k \quad (3.5)$$

Elavando ao quadrado a expressão do erro, temos:

$$e^2(k) = d^2(k) - 2 \cdot d(k) \cdot W^T \cdot X_k + X_k^T \cdot W \cdot W^T \cdot X_k \quad (3.6)$$

Considerando que os sinais $e(k)$, $d(k)$ e $x(k)$ são estatisticamente estacionários, e calculando a esperança estatística da equação acima, temos:

$$E[e^2(k)] = E[d^2(k)] - 2 \cdot E[d(k) \cdot X_k^T] \cdot W + E[X_k^T \cdot X_k] \cdot W \quad (3.7)$$

O filtro W^* é conhecido como *filtro de Wiener*. O interesse deste filtro é somente teórico. Para utilizá-lo na prática, seria necessário conhecer a matriz de auto-correlação R e o vetor de correlação cruzada P . Isto implica no conhecimento prévio das

$$W^* = R^{-1} \cdot P \quad (3.12)$$

1985, cap. 4]

R é uma matriz não singular, o valor ótimo do vetor W é dado pela expressão [Widrow, coeficientes do vetor W que minimizem o valor de ξ na equação (3.11). Assumindo que seja, que mais aproximam a saída $y(k)$ do valor desejado $d(k)$, basta encontrar os Se quisermos encontrar os coeficientes do filtro que minimizam o erro $e(k)$, ou de mínimo.

ser representada com uma superfície quadrática de N -dimensional com um único ponto filtro. Se considerarmos ainda que a matriz R é simétrica, temos que esta função pode claro que o erro quadrático médio ξ é uma função quadrática dos coeficientes w_i do *função de performance* (ξ). Se considerarmos R , P e $E[d^2(k)]$ como constantes, fica Esta é a equação do *erro quadrático médio*, também chamada de equação da

$$\xi = E[e^2(k)] = E[d^2(k)] + W^T \cdot R \cdot W + 2 \cdot P \cdot W \quad (3.11)$$

Substituindo R , P e ξ na equação (3.7) temos:

correlação entre os sinais x e d , e ξ é o erro quadrático médio.

A matriz R é a matriz de auto-correlação do sinal, o vetor P é o vetor de

$$\xi = E[e^2(k)] \quad (3.10)$$

(3.9)

$$R = E[X^k \cdot X^k] = \begin{bmatrix} x(k) \cdot x(k) & \dots & x(k) \cdot x(k-n+1) \\ x(k) \cdot x(k-1) & \dots & x(k) \cdot x(k-n+1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x(k) \cdot x(k-1) & \dots & x(k) \cdot x(k-n+1) \\ x(k) \cdot x(k-n+1) & \dots & x(k) \cdot x(k-n+1) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Sejam R , P e ξ definidas por:

características estatísticas dos sinais x e d , que em geral não podem ser previstas e que

mudam constantemente.

Os filtros adaptativos que serão descritos a seguir tem como princípio básico a

obtenção de aproximações cada vez melhores do filtro ótimo W^* , calculadas de forma

iterativa.

3.3. Algoritmo LMS

O algoritmo adaptativo mais simples, e que serve como base para uma série de

outros algoritmos é o LMS (*Least Mean Squares*) [Haykin, 1991 e Widrow, 1984]. Ele se

basa no fato de a função de performance $\xi = \xi(W)$ ter um único ponto de mínimo. A

idéia deste algoritmo é partir de um valor inicial qualquer de W e calcular novos valores

de W na direção contrária ao gradiente da superfície de performance. Como a

superfície de performance só possui um ponto de mínimo, o gradiente sempre tende a

apontar na direção contrária a ele, ao se seguir na direção contrária ao gradiente é

inevitável que se atinja o ponto de mínimo.

Para se calcular o gradiente de ξ é necessário fazer algumas aproximações.

Considerando que

$$\xi = E[e^2(k)] \approx e^2(k) \tag{3.13}$$

temos:

$$\Delta \xi \equiv \begin{bmatrix} \frac{\partial e^2(k)}{\partial w_0} \\ \frac{\partial e^2(k)}{\partial w_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial e^2(k)}{\partial w_{N-1}} \end{bmatrix} = 2e(k) \cdot \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_{N-1} \end{bmatrix} \frac{\partial e(k)}{\partial w_i}$$

E dado que

$$e(k) = d(k) - X^T(k) \cdot W \Leftrightarrow \frac{\partial e(k)}{\partial w_i} = -x(k-i) \tag{3.14}$$

Temos que

$$\Delta \xi \approx -2e(k) \cdot X^T(k) \tag{3.15}$$

Por ser um algoritmo baseado no gradiente de função de performance, o LMS tem uma dependência muito grande em relação à forma do gráfico desta função. Se a

Se o valor de μ for muito grande, o algoritmo poderá se tornar instável. Por outro lado, se μ for muito pequeno, a convergência do algoritmo será lenta. O valor ótimo de μ depende das características do sinal $x(k)$ e da dinâmica do sistema controlado, e em geral é determinado empiricamente.

onde σ_x^2 - a potência média de $x(k)$

$$0 < \mu < \frac{3}{2} \cdot \frac{N \cdot \sigma_x^2}{1} \quad (3.18)$$

N - ordem do filtro

A estabilidade do LMS depende principalmente do valor da constante μ . Pode-se mostrar [Bellanger, 1987, cap.4] que o algoritmo se mantém estável se μ satisfizer a condição

Esta é a equação do algoritmo LMS. Como se pode notar, ela envolve uma quantidade pequena de operações aritméticas, e é bem simples de implementar. Com o LMS é possível criar filtros adaptativos de ordem relativamente elevada sem necessidade de muito poder computacional do controlador.

$$W_{k+1} = W_k + 2\mu \cdot e(k) \cdot X_k \quad (3.17)$$

onde μ é uma constante arbitrariamente escolhida para o controle do passo em cada iteração. Substituindo o valor de $\Delta \xi$ na equação, obtemos a fórmula iterativa:

$$W_{k+1} = W_k - \mu \cdot \Delta \xi \quad (3.16)$$

O algoritmo LMS se resume simplesmente calcular iterativamente o valor do vetor W dos coeficientes do filtro, adicionando a ele um pequeno vetor que aponta na direção contrária ao gradiente. Isto é expresso pela equação

superfície de performance for um parabolóide circular, o gradiente da função apontará sempre na direção do ponto de mínimo, e a convergência do algoritmo será rápida. Porém, se a superfície de performance for alongada, ou possuir uma forma de calha, o gradiente nem sempre apontará na direção do ponto de mínimo, e a convergência do algoritmo será lenta. Como a forma da superfície de performance depende diretamente das características do ruído de entrada $x(k)$, isto significa que a convergência do algoritmo depende do tipo de sinal que entra no filtro.

O LMS converge mais rapidamente quando o sinal de entrada é um ruído branco. Quando existem componentes de frequência dominantes no sinal, o LMS tende a se ajustar mais rapidamente a eles, demorando para se ajustar aos componentes de menor intensidade.

3.4. Variantes do algoritmo LMS

O LMS, por ser um algoritmo bastante simples, possui algumas deficiências no que se refere à sua robustez, estabilidade e rapidez de convergência. Estas deficiências podem ser corrigidas pela adição de uma série de aperfeiçoamentos no algoritmo, mostradas nos itens a seguir.

3.4.1. Recursive LMS

Em algumas aplicações, a função de transferência mais recomendada para o filtro ou controlador é a função de um filtro IIR, ou seja, uma função com zeros e polos não triviais. Como o algoritmo LMS foi desenvolvido sobre um filtro FIR, cuja função só tem polos triviais (iguais a zero), ele pode não ser capaz de reproduzir a função de controle ótima. Para reproduzir a função de transferência de um filtro IIR, é necessário um filtro FIR com um número muito grande de coeficientes, o que pode exigir uma quantidade excessiva de cálculos em uma situação prática.

O filtro RLMS (*Recursive LMS*), também chamado de IIR LMS [Widrow, 1985, cap.8] é um filtro adaptativo de estrutura IIR que utiliza o mesmo algoritmo de adaptação do LMS. As equações do RLMS são dadas abaixo.

Se a potência do sinal $x(k)$ variar ao longo do tempo, o valor de σ_x^2 também variará, e um valor de μ que antes era ideal deixará de sê-lo. A velocidade de convergência do algoritmo mudará e, se a variação de σ_x^2 for muito grande, o algoritmo poderá até se tornar instável.

sendo que neste intervalo existe um valor ótimo de μ para o qual a convergência do

$$0 > \mu > \frac{3}{2} \cdot \frac{N \cdot \sigma_x^2}{1} \quad (3.18)$$

deve estar compreendida no intervalo dependem principalmente da constante μ . Para que o algoritmo se mantenha estável, ela Como foi visto no item (3.3), a estabilidade e a rapidez de convergência do LMS

3.4.2. LMS Normalizado

A grande vantagem do RLMS é que, durante o processo de adaptação, os pólos da função de transferência podem sair do círculo unitário do plano z , tornando o filtro instável.

$$\begin{aligned} A^T(k) &= [a_0(k) \quad a_1(k) \quad \dots \quad a_{N-1}(k)] \quad (\text{Numeradores da F.T. no instante } k) \\ B^T(k) &= [b_1(k) \quad b_2(k) \quad \dots \quad b_{N-1}(k)] \quad (\text{Denominadores da F.T. no instante } k) \\ X^T(k) &= [x(k) \quad x(k-1) \quad \dots \quad x(k-N+1)] \quad (\text{Entrada do filtro}) \\ Y^T(k) &= [y(k-1) \quad y(k-1) \quad \dots \quad y(k-N+1)] \quad (\text{Saída do filtro}) \end{aligned}$$

onde

$$\begin{bmatrix} A(k) \\ B(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(k-1) \\ B(k-1) \end{bmatrix} + \mu \cdot \begin{bmatrix} X(k) \\ Y(k) \end{bmatrix} \cdot e(k) \quad (\text{Equação de adaptação}) \quad (3.21)$$

$$e(k) = d(k) - [A^T(k-1) \quad B^T(k-1)] \cdot \begin{bmatrix} X(k) \\ Y(k) \end{bmatrix} \quad (\text{Equação do erro}) \quad (3.20)$$

$$y(k) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(k-i) \cdot x(k-i) + \sum_{j=1}^{N-1} b_j(k-1) \cdot y(k-j) \quad (\text{Equação do filtro IIR}) \quad (3.19)$$

Quando o sinal de entrada $x(k)$ se torna nulo, a adaptação do LMS também se torna nula e os coeficientes w_i ficam 'congelados'. Nesta situação, pode ser preferível que os coeficientes w_i também retornem para zero, para que os resultados da adaptação ao sinal antigo não influam na adaptação às novas amostras do sinal. Também no caso de sinais não estacionários, ou no caso de sistemas cujas características mudem com o tempo, pode ser interessante adicionar um fator de 'esquecimento' ao algoritmo, que faça com que as adaptações às amostras mais antigas de sinal tenham menor importância que as adaptações às amostras mais recentes.

3.4.3. Leaky LMS

A desvantagem do LMS normalizado é a necessidade de uma quantidade maior de cálculos, incluindo uma operação de divisão que em geral é mais demorada que as de adição e multiplicação. Esta desvantagem, porém, é compensada pela maior estabilidade e robustez do algoritmo.

onde μ é uma constante positiva de valor pequeno arbitrariamente escolhido, usada para evitar a divisão por zero.

$$W(k) = W(k-1) + \frac{\mu (X^T(k) \cdot X(k) + p)}{\mu} \cdot e(k) \cdot X(k) \quad \text{(Equação de adaptação)} \quad (3.25)$$

$$e(k) = d(k) - W^T(k-1) \cdot X(k) \quad \text{(Equação do erro)} \quad (3.24)$$

$$y(k) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(k-1) \cdot x(k-i) \quad \text{(Equação do filtro FIR)} \quad (3.23)$$

temos as seguintes equações para o LMS normalizado [Haykin, 1991, cap. 9]:

$$\sigma_x^2 \cong X^T(k) \cdot X(k) \quad (3.22)$$

Para tornar o algoritmo mais robusto, pode-se adicionar uma estimativa de σ_x^2 como denominador para o coeficiente μ . Assumindo que

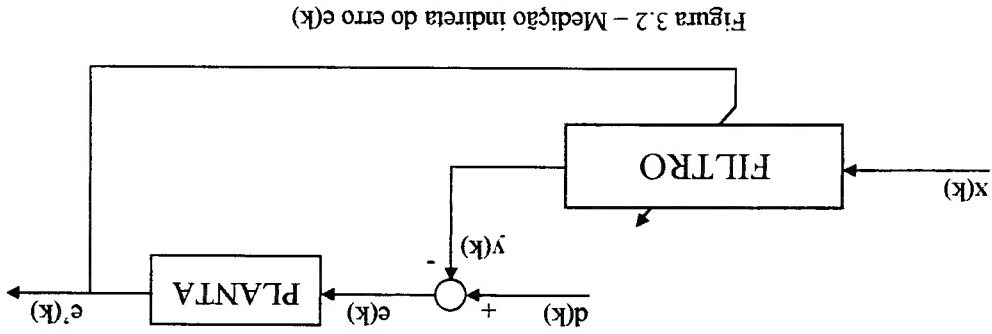


Figura 3.2 – Medição indireta do erro $e(k)$

Um pré-requisito para se usar o algoritmo LMS é que seja possível amostrar o erro $e(k)$ diretamente. Mas em muitas aplicações práticas de controle, só é possível detectar o erro depois de ele ter passado pela função de transferência de uma planta ou filtro. A figura abaixo mostra este tipo de situação.

3.4.4. Filtered-X LMS

$$\xi = E[e_2^2(k)] + \frac{\mu}{\gamma} \sum_{i=0}^{N-1} (w_i)^2 \quad (3.29)$$

Quando maior o valor de γ , mais rapidamente os coeficientes w_i são esquecidos. Pode-se demonstrar [Haykin, 1991, cap 19] que este algoritmo tende a minimizar uma função de performance diferente daquela da equação (3.10). Para esta este algoritmo, a função de performance é dada por:

O valor de γ em geral deve ser bastante pequeno, de ordem 2^8 ou menor.

$$W_k = (1 - \gamma) \cdot W_{k-1} + \mu \cdot e(k) \cdot X(k) \quad \text{onde } \gamma \ll 1 \quad (3.28) \quad \text{(Equação de adaptação)}$$

$$e(k) = d(k) - W_k^T(k-1) \cdot X(k) \quad (3.27) \quad \text{(Equação do erro)}$$

$$y(k) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(k-1) \cdot x(k-i) \quad (3.26) \quad \text{(Equação do filtro FIR)}$$

Este 'esquecimento' pode ser obtido adicionado-se um fator γ , chamado 'leakage factor', que a cada iteração reduza gradualmente o valor dos coeficientes w_i . As equações abaixo [Widrow, 1985, cap 13] mostram como isto é feito.

Nesta situação, não é possível utilizar o valor de $e^*(k)$ diretamente na fórmula de adaptação, pois a planta pode ter filtrado vários componentes de frequência de $e(k)$ e introduzido algum tempo de atraso, criando uma diferença muito grande entre $e(k)$ e $e^*(k)$.

Uma forma de contornar este problema é considerarmos que a função de transferência $P(z)$ da planta seja linear, e que, após a convergência dos coeficientes w_i , os diagramas de bloco abaixo tenham funções de transferência idênticas.

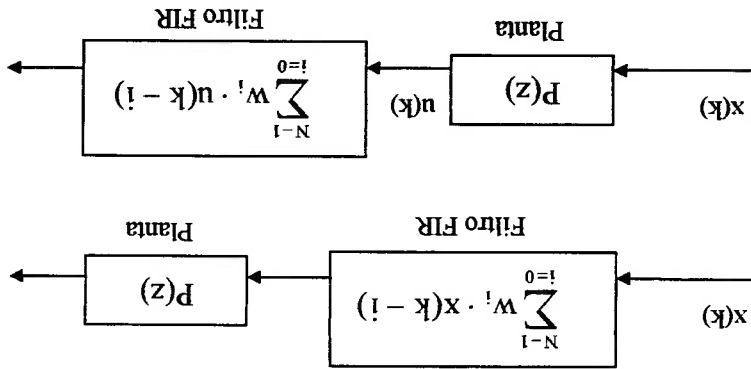


Figura 3.3 - Diagramas equivalentes

Se a permutação $W(z) \cdot P(z) = P(z) \cdot W(z)$ realmente for válida, podemos adicionar um modelo $P'(z) \approx P(z)$ da planta que filtre o sinal $x(k)$ antes de ele ser usado na fórmula de adaptação, como mostra a figura a seguir.

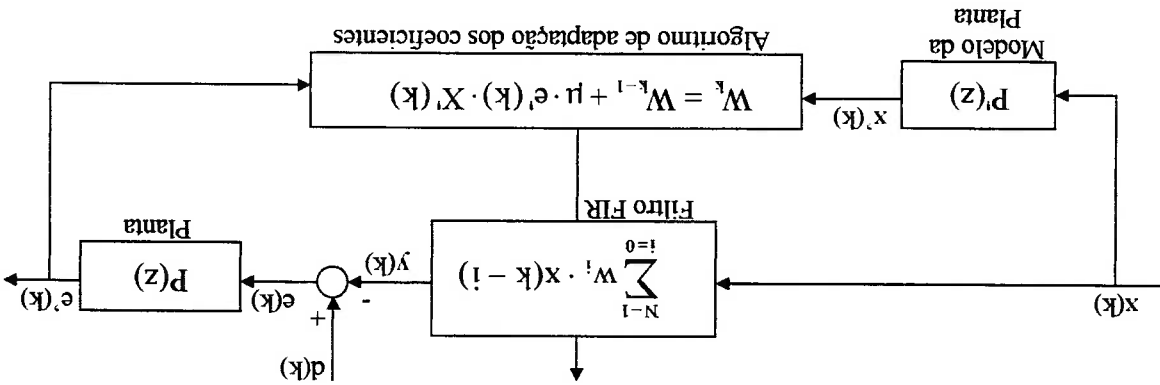


Figura 3.3 - Filtered-X LMS

Este é o algoritmo filtered-X LMS [Widrow, 1985, cap.11], que tem várias aplicações práticas e é um dos algoritmos mais utilizados em controle ativo de ruído.

3.5. Algoritmo RLS

Outra família de algoritmos adaptativos bastante utilizada são os algoritmos RLS (*Recursive Least Squares*). Estes algoritmos utilizam uma função de erro diferente daquela utilizada no filtro de Wiener e no algoritmo LMS. Ao invés de utilizarem o erro quadrático médio como função de erro, a função usada é a soma dos quadrados de todos os erros, desde o instante zero até o instante atual. Este critério é chamado critério dos mínimos quadrados (*least squares criterion*).

$$\hat{\xi}(W) = \sum_{i=1}^k e^2(i) = \sum_{i=1}^k (d(i) - X_i^T \cdot W)^2 \quad (3.30)$$

onde k é o instante atual.

O princípio básico do algoritmo RLS é assumir que seja conhecido o filtro ótimo no instante k e, a partir deste filtro, calcular o filtro ótimo no instante $k+1$. A forma de cálculo do filtro ótimo no instante k pode ser obtida de forma semelhante àquela utilizada no cálculo do filtro de Wiener (eq. 3.12), e é dada pela fórmula

$$W_k = R_k^{-1} \cdot P_k \quad (3.31)$$

onde

$$R_k = \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^k x(i) \cdot x(i) & \dots & \sum_{i=0}^k x(i) \cdot x(i-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{i=0}^k x(i) \cdot x(i-1) & \dots & \sum_{i=0}^k x(i-1) \cdot x(i-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{i=0}^k x(i) \cdot x(i-n+1) & \dots & \sum_{i=0}^k x(i-n+1) \cdot x(i-n+1) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$P_k = \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^k d(i) \cdot x(i) & \dots & \sum_{i=0}^k d(i) \cdot x(i-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{i=0}^k d(i) \cdot x(i-n+1) & \dots & \sum_{i=0}^k d(i) \cdot x(i-n+1) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

e o filtro ótimo no instante $k+1$ é dado por

Uma desvantagem do algoritmo RLS padrão é o fato de ele possuir memória infinita. Na função de erro $\xi(W)$, todos os erros $e(i)$ têm o mesmo peso, o que faz com que o algoritmo tente ajustar o filtro para minimizar a soma de todos os erros desde o instante inicial. O que se deseja geralmente é que o filtro se ajuste para minimizar os erros mais recentes, de forma a se adaptar às condições atuais de operação e não às condições do passado.

As duas equações acima são as equações do **algoritmo RLS padrão** [Moonen, 1999, cap. 3]. Ambas as equações envolvem multiplicações de matrizes quadradas de dimensões $N \times N$ com vetores de ordem N , o que exige um número de operações aritméticas de ordem $O(N^2)$.

$$W^{k+1} = W^k + R_k^{-1} \cdot X^{k+1} \cdot (d(k+1) - X_T^{k+1} \cdot W^k) \quad (3.40)$$

Fazendo uso das fórmulas (3.39), (3.31), (3.34) e (3.36), chega-se à equação:

$$R^{-1}_{k+1} = R^k + \frac{R^{-1}_{k+1} \cdot X^{k+1} \cdot X_T^{k+1} \cdot R^k \cdot R^{-1}_{k+1} \cdot X^{k+1}}{1 + X_T^{k+1} \cdot R^k \cdot X^{k+1}} \quad (3.39)$$

podemos provar que

$$A^{-1} = B^{-1} \cdot C \cdot [C^T \cdot B^{-1} \cdot C + D^{-1}]^{-1} \cdot C^T \cdot B^{-1} \quad (3.38)$$

$$A = B + C \cdot D \cdot C^T \quad (3.37)$$

e utilizando o lema da inversão de matrizes

$$P_{k+1} = P_k + d(k+1) \cdot X^{k+1} \quad (3.36)$$

e

$$R_{k+1} = R_k + X_T^{k+1} \cdot X^{k+1} \quad (3.35)$$

Sabendo que

onde R_{k+1} e P_{k+1} são análogos a R_k e P_k .

$$W^{k+1} = R^{-1}_{k+1} \cdot P_{k+1} \quad (3.34)$$

Uma forma de corrigir esta desvantagem é atribuir pesos exponencialmente decrescentes para os erros na função $\xi(W)$, de forma a diminuir a influência dos erros mais antigos na adaptação do filtro. O critério de otimização, neste caso, passa a ser:

$$\xi(W) = \sum_{i=1}^k \lambda^i \cdot e^2(i) \quad (3.41)$$

onde λ é uma constante com valor entre 0 e 1

Para esta função de erro, o algoritmo de adaptação passa a ser:

$$R_{k+1}^{-1} = \frac{\lambda}{1} \left[R_k^{-1} + \frac{\lambda + X_{k+1}^T \cdot R_k^{-1} \cdot X_{k+1}}{R_k^{-1} \cdot X_{k+1} \cdot X_{k+1}^T \cdot R_k^{-1} \cdot X_{k+1} + \lambda + X_{k+1}^T \cdot R_k^{-1} \cdot X_{k+1}} \right] \quad (3.42)$$

$$W_{k+1} = W_k + R_{k+1}^{-1} \cdot X_{k+1} \cdot (d(k+1) - X_{k+1}^T \cdot W_k) \quad (3.43)$$

Esta segunda forma do algoritmo RLS é chamada RLS exponencialmente ponderado (*exponentially weighted RLS*) [Haykin,1991, cap 13]. Esta é a forma mais citada na literatura e é aquela que será utilizada neste trabalho para o controle de ruídos.

Para que o algoritmo RLS possa ser utilizado, é necessário que sejam atribuídos valores iniciais para a matriz R_0^{-1} e o vetor W_0 . A matriz R_0^{-1} não pode ser singular, e para garantir isto basta inicializá-la com o valor de uma matriz identidade multiplicada por uma constante de sinal positivo.

$$R_0^{-1} = \delta^{-1} \cdot I \quad (3.44)$$

onde I - matriz identidade

δ - constante de valor arbitrário

É recomendado, com base em experiências práticas com o algoritmo RLS [Haykin,1991, item 13.3], que o valor de δ seja inferior a $0,01 \cdot \sigma^2$.

O vetor W_0 pode ser inicializado com uma estimativa já conhecida do filtro ótimo ou simplesmente com um vetor nulo.

É sabido que o algoritmo RLS pode apresentar alguns problemas de estabilidade. O primeiro deles ocorre quando o sinal de entrada $x(k)$ não é persistentemente excitante, ou seja, quando o número de componentes de frequência do sinal x é menor que $N/2$, onde N é a ordem do filtro. Neste caso, o determinante da matriz R_k tenderá a se aproximar de zero, o que fará a inversa R_k^{-1} tender ao infinito juntamente com o vetor W_k . Neste caso, uma solução possível é adicionar um ruído branco residual ao sinal x , de forma a aumentar o número de componentes de frequência.

Outro problema que pode ocorrer é o de estabilidade numérica, devido ao acúmulo de erros de arredondamento no cálculo da matriz R_k^{-1} . Foi notado [Haykin, 1991, cap. 19], que o acúmulo de erros quando o algoritmo roda por um tempo muito longo pode fazer com que a matriz R_k^{-1} deixe de ser positiva definida, o que acaba resultando na perda da estabilidade do algoritmo. Foram propostos alguns aperfeiçoamentos no algoritmo para tentar corrigir este problema, mas a solução mais simples consiste em reinicializar a matriz R_k^{-1} de tempos em tempos para zerar os erros acumulados.

Ao contrário do LMS, o RLS não se baseia no gradiente da superfície de performance, e por isso é menos dependente das características do sinal de entrada. De forma geral, ele tem uma convergência mais rápida que o LMS, exigindo um número menor de iterações para atingir a ponto ótimo. Por outro lado, ele exige uma quantidade de cálculos de ordem $O(N^2)$, enquanto o LMS exige somente $O(N)$.

3.6. Filtros adaptativos em estrutura *Lattice*

Os filtros em estrutura *lattice* são uma forma alternativa de implementação de filtros digitais, com algumas características diferentes dos filtros transversais convencionais. As figuras abaixo mostram como é a estrutura dos filtros *lattice* FIR e IIR, em contraste com a dos filtros transversais.

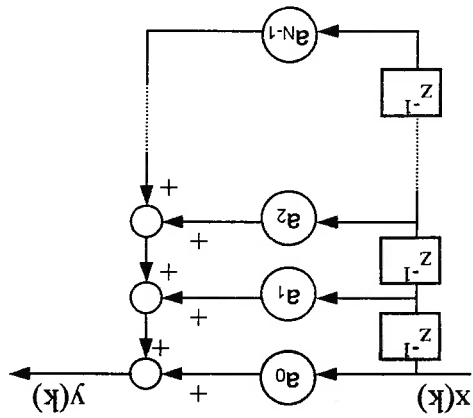


Fig. 3.4.(a) - Estrutura de um filtro transversal FIR

$$y(k) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot x(k-i)$$

(3.45)

Fig. 3.4.(b) - Equação de um filtro transversal FIR

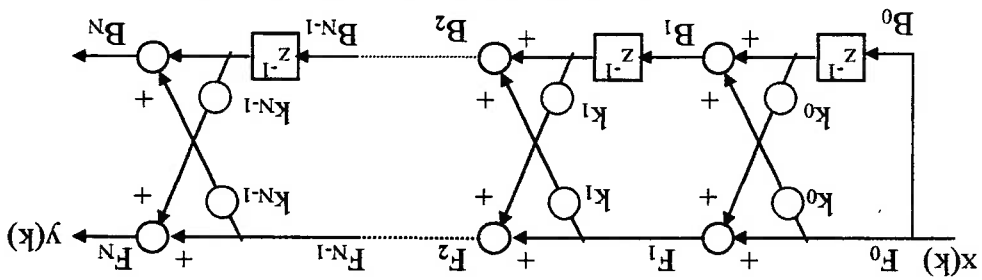


Fig. 3.5.(a) - Estrutura de um filtro lattice FIR

$$\begin{aligned}
 F_0(k) &= x(k) \\
 B_0(k) &= x(k) \\
 F_i(k) &= F_{i-1}(k) + k_{i-1} \cdot B_{i-1}(k-1) \quad (1 \leq i \leq N) \\
 B_i(k) &= k_{i-1} \cdot F_{i-1}(k) + B_{i-1}(k-1) \quad (1 \leq i \leq N) \\
 y(k) &= F_N(k)
 \end{aligned}$$

(3.46)

Fig. 3.5.(b) - Equações de um filtro lattice FIR

Uma das características importantes do filtro *lattice* IIR é a facilidade de se garantir sua estabilidade. Pode-se provar [Widrow, 1985, cap 8], que se todos os

Fig. 3.7.(b) - Equações de um filtro *lattice* IIR

$$\begin{aligned}
 F_N(k) &= x(k) \\
 F_{i-1}(k) &= F_i(k) - k_{i-1} \cdot B_{i-1}(k-1) \quad (1 \leq i \leq N) \\
 B_0(k) &= F_0(k) \\
 B_i(k) &= k_{i-1} \cdot F_{i-1}(k) + B_{i-1}(k-1) \quad (1 \leq i \leq N) \\
 y(k) &= \sum_{i=0}^N v_i \cdot B_i(k)
 \end{aligned}
 \tag{3.48}$$

Fig. 3.7.(a) - Estrutura de um filtro *lattice* IIR

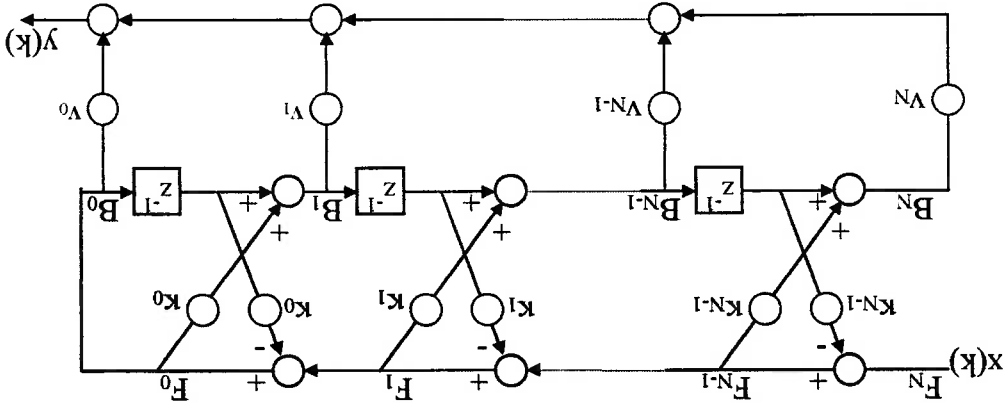
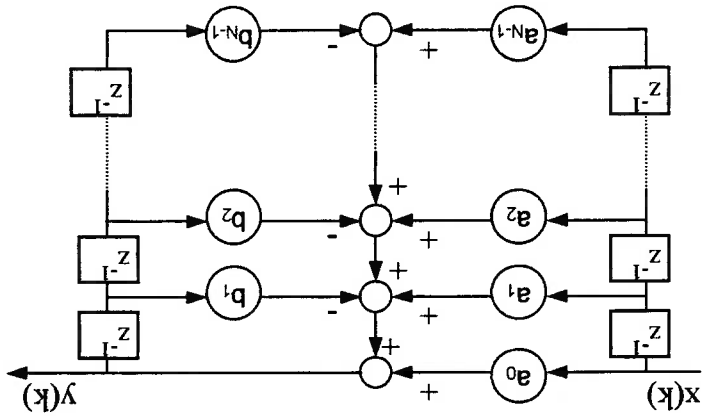


Fig. 3.6.(b) - Equação de um filtro transversal IIR

$$y(k) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot x(k-i) - \sum_{i=1}^{N-1} b_i \cdot y(k-i)
 \tag{3.47}$$

Fig. 3.6.(a) - Estrutura de um filtro transversal IIR



coeficientes k_i do filtro obedecerem a condição $|k_i| > 1$, todos os pólos do filtro estarão dentro do círculo unitário no plano z . Isto facilita a utilização do filtro para controle adaptativo, já que, independentemente do algoritmo usado e de como os valores de k_i e v_i são calculados, sempre é possível controlar estabilidade do filtro. O mesmo não acontece com os filtros transversais IIR (ver item 3.4.1).

Para o caso do filtro *lattice* FIR, pode-se provar [Honig, 1988, item 4.2.1] que, se a condição $|k_i| > 1$ for satisfeita, o filtro será de fase mínima (todos os zeros estarão dentro do círculo unitário).
 Existem versões dos algoritmos LMS e RLS também para os filtros *lattice*. Enquanto que nos filtros transversais os coeficientes ajustados são os a_i e b_i , nos filtros *lattice* os coeficientes ajustados são os k_i e v_i . A seguir é feita uma descrição breve destes algoritmos.

3.6.1. Algoritmo LMS para filtros *lattice* FIR

O algoritmo LMS para filtros *lattice* também se baseia no gradiente da função de performance $\xi = E[e^2(k)]$, e pode ser obtido de forma análoga àquela usada para obtê-lo para os filtros transversais. A dedução deste algoritmo não será demonstrada neste texto, mas pode ser encontrada em [Widrow, cap 8]. A equação do algoritmo é mostrada abaixo.

$$k_i(k+1) = k_i(k) - 2 \cdot \mu_i \cdot F_{i+1}(k) \cdot B_i(k-1)$$

(3.49)

As constantes de convergência μ_i deste algoritmo têm a mesma função que a constante μ do algoritmo LMS para filtros transversais.

3.6.2. Algoritmo normalizado para filtros lattice IIR

Para filtros IIR os coeficientes v_i também precisam ser ajustados. O algoritmo mostrado a seguir também se baseia no gradiente da função de performance $\xi = E[e^2(k)]$, e foi proposto no artigo [Parikh/Stearns, 1980].

O algoritmo é executado em 3 etapas. Na primeira são calculados os coeficientes α_{ij} e β_{ij} , que correspondem às derivadas parciais $\frac{\partial F_j(k)}{\partial B_j(k)}$ e $\frac{\partial F_j(k)}{\partial K_j(k)}$.

$$(3.50) \quad \begin{aligned} \alpha_{i,N}(k) &= 0 \\ \alpha_{i,j-1}(k) &= \alpha_{i,j}(k) - \kappa_{j-1}(k-1) \cdot \beta_{i,j-1}(k-1) \quad (i \neq j-1, e \ j-1 < N) \\ \alpha_{i,j-1}(k) &= \alpha_{i,j}(k) - \kappa_{j-1}(k-1) - \beta_{i,j-1}(k-1) \cdot \beta_{i,j-1}(k-1) \quad (i = j-1, e \ j-1 < N) \\ \beta_{i,0}(k) &= \alpha_{i,0}(k) \\ \beta_{i,j}(k) &= \kappa_{j-1}(k-1) \cdot \alpha_{i,j-1}(k) + \beta_{i,j-1}(k-1) \quad (i \neq j-1) \\ \beta_{i,j}(k) &= \kappa_{j-1}(k-1) \cdot \alpha_{i,j-1}(k) + \beta_{i,j-1}(k-1) + F_{j-1}(k) \quad (i = j-1) \end{aligned}$$

Na segunda são calculados os coeficientes de normalização $\sigma_1^2(k)$ e $\gamma_1^2(k)$.

$$(3.51) \quad \begin{aligned} \sigma_2^2(k) &= p \cdot \sigma_1^2(k-1) + (1-p) \cdot B_1^2(k) \\ \gamma_1^2(k) &= p \cdot \gamma_2^2(k-1) + (1-p) \cdot [B_2^2(k-1) + F_2^2(k)] \quad \text{onde } 0 < p < 1 \end{aligned}$$

E na última, os novos valores de $v_i(k+1)$ e $\kappa_i(k+1)$.

$$(3.52) \quad \begin{aligned} v_i(k+1) &= v_i(k) + \mu \cdot \frac{B_1^2(k)}{\sigma_2^2(k)} \cdot e(k) \\ \kappa_i(n+1) &= \kappa_i(n) + \mu \cdot \left(\sum_{j=0}^N v_j(k) \cdot \beta_{i,j}(n) \right) \cdot \frac{\gamma_2^2(n)}{1} \cdot e(k) \end{aligned}$$

A constante de convergência μ é análoga à do algoritmo LMS padrão, e deve ser escolhida empiricamente. A constante p pode ser qualquer valor entre 0 e 1, sendo que quanto mais próximo de 0, maior a memória dos coeficientes $\sigma_2^2(k)$ e $\gamma_2^2(k)$. No artigo os autores usam $p = 0,4$.

Como o algoritmo implica no cálculo dos coeficientes α_{ij} e β_{ij} , com i e j variando de 0 a $N-1$, é exigida uma quantidade de cálculos de ordem $O(N^2)$.

4. CAMPO ACÚSTICO EM DUTOS

Neste capítulo, é apresentada a teoria acústica envolvida neste trabalho, toda ela associada à propagação de ondas planas no interior de dutos, e os modelos criados a partir dela para modelar a planta. Toda a teoria acústica e os modelos de dutos apresentados neste capítulo foram baseados em [Nelson,1992], capítulo 5 e [Kinsler, 1982], capítulos 5, 8 e 9.

4.1. Elementos de Acústica

4.1.1. Equação de Onda

O som consiste basicamente na propagação de ondas de pressão através de um meio fluido ou sólido. Associada à propagação destas ondas, existe uma movimentação das partículas do meio, que permite a transmissão das variações de pressão de uma região do espaço para outra. As equações que relacionam as variações de pressão com a movimentação das partículas e com a densidade do meio, para o caso de um gás perfeito e na hipótese de temperatura constante e ausência de ondas sonoras, são dadas abaixo:

$$p(\underline{z}, t) = B \cdot \frac{p_0}{p_0} \quad \text{(Equação de estado)} \quad (4.1)$$

$$\frac{\partial p(\underline{z}, t)}{\partial t} + p_0 \nabla \cdot \underline{u}(\underline{z}, t) = 0 \quad \text{(Equação da continuidade)} \quad (4.2)$$

$$p_0 \cdot \frac{\partial \underline{u}(\underline{z}, t)}{\partial t} + \nabla p(\underline{z}, t) = 0 \quad \text{(Equação de Euler)} \quad (4.3)$$

onde \underline{z} = coordenada espacial

t = tempo

$p(\underline{z}, t)$ = pressão acústica (ou variação da pressão ambiente)

$\underline{u}(\underline{z}, t)$ = velocidade do fluido

$\rho(\underline{z}, t)$ = variação da densidade do fluido

ρ_0 = densidade do fluido

B = módulo de compressão do fluido

Derivando as equações (4.2) e (4.3), e substituindo-as juntamente com a equação (4.1), obtemos a equação de onda associada à propagação do som:

Esta equação representa duas ondas senoidais de frequência angular ω e amplitudes $|A|$ e $|B|$, se propagando em direções contrárias do eixo x . Tanto a função $p(x,t)$ quanto as constantes A e B podem assumir valores complexos. Esta forma de representar as ondas sonoras tem especial utilidade quando se deseja estudar o comportamento de som de acordo com sua frequência.

$$(4.10) \quad p(x,t) = A \cdot e^{i(\omega t - x\omega/c)} + B \cdot e^{i(\omega t + x\omega/c)}$$

equação abaixo:

onde as funções f e g representam ondas sonoras se propagando nos dois sentidos do eixo x . Esta solução pode ser colocada na forma de harmônicos complexos, como na

$$(4.9) \quad p(x,t) = f(t - x/c) + g(t + x/c)$$

A solução geral da equação de onda para este caso de espaço unidimensional é:

$$(4.8) \quad \left(\frac{\partial^2 p(x,t)}{\partial x^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p(x,t)}{\partial t^2} = 0 \right) \text{ (Equação de onda unidimensional)}$$

$$(4.7) \quad p_0 \cdot \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial u(x,t)}{\partial x} + \frac{\partial p(x,t)}{\partial x} \right) = 0 \text{ (Equação de Euler para espaço unidimensional)}$$

$$(4.6) \quad \frac{\partial p(x,t)}{\partial t} + p_0 \frac{\partial u(x,t)}{\partial x} = 0 \text{ (Equação da unidimensional)}$$

$$(4.5) \quad p(x,t) = B \cdot p_0 \text{ (Equação de estado)}$$

passam a ser:

As equações acima descrevem a propagação do som em qualquer direção em um espaço tridimensional. Neste trabalho, porém, estamos interessados somente em ondas planas, que se propagam em uma só direção no interior de um duto. Para este caso particular, quando as ondas se propagam somente na direção do eixo x , as equações

onde $c = \sqrt{B/p_0}$ é a velocidade do som.

$$(4.4) \quad \left(\nabla^2 p(z,t) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p(z,t)}{\partial t^2} = 0 \right) \text{ (Equação de onda ou Equação de Helmholtz)}$$

A função complexa $p(x,t)$ (em negrito) se diferencia da função $p(x,t)$ pelo fato de $p(x,t)$ representar a grandeza física da pressão. A conversão entre os valores de $p(x,t)$ e $p(x,t)$ é dada pela fórmula $p(x,t) = \text{Re}(p(x,t))$.

A partir das equações (4.9) e (4.10), e da equação (4.7), podemos calcular também as fórmulas da velocidade $u(x,t)$ do fluido, abaixo:

$$u(x,t) = \frac{f(t-x/c)}{g(t+x/c)} - \frac{p_0 \cdot c}{p_0 \cdot c} \tag{4.11}$$

$$u(x,t) = \frac{A}{B} \cdot e^{i(\omega t - x\omega/c)} - \frac{p_0 \cdot c}{p_0 \cdot c} \cdot e^{i(\omega t + x\omega/c)} \tag{4.12}$$

onde $u(x,t)$ representa a grandeza física da velocidade e $u(x,t)$ a forma correspondente em harmônicos complexos. A conversão entre os valores de $u(x,t)$ e $u(x,t)$ também é dada pela fórmula $u(x,t) = \text{Re}(u(x,t))$

4.1.2. Impedância Acústica

A *impedância acústica específica* é uma grandeza complexa definida como sendo a razão entre a pressão acústica em um ponto e a velocidade do fluido neste mesmo ponto.

$$z = \frac{p}{u} \tag{4.13}$$

onde p = pressão acústica
 u = velocidade do fluido

(Impedância acústica específica)

O valor da impedância acústica específica varia de acordo com o meio onde as ondas se propagam e com a forma de propagação. Para o caso de ondas planas se propagando livremente em um meio homogêneo, o valor da impedância é dado por

$$z = \pm p_0 \cdot c \tag{4.14}$$

onde o sinal depende da direção de propagação da onda. O produto $(p_0 \cdot c)$ é chamado de *impedância característica* do meio, e pode ser encarado como uma propriedade específica do material, análoga ao índice de refração da luz para os materiais transparentes.

De forma geral, a impedância z assume a forma complexa

$$z = r + i \cdot x \quad (4.15)$$

onde r – resistência acústica específica
 x – reatância acústica específica

Além da impedância acústica específica, são definidas também a *impedância acústica* propriamente dita e a impedância mecânica. Ambas são calculadas sobre a área de uma superfície. A impedância acústica é definida como a razão entre pressão acústica sobre a superfície e a velocidade volumétrica do fluido.

$$U = u \cdot S \quad (4.16)$$

(Velocidade volumétrica)

$$Z = \frac{U}{p} \quad (4.17)$$

(Impedância acústica)

onde p = pressão acústica
 U = velocidade volumétrica do fluido (normal à superfície)
 Z = Impedância acústica
 S = área da superfície

Já a impedância mecânica é definida como sendo a razão entre a força do fluido sobre a superfície e a velocidade do mesmo.

$$F = p \cdot S \quad (4.18)$$

(Força)

$$Z_m = \frac{F}{u} \quad (4.19)$$

(Impedância mecânica)

onde F = força aplicada sobre a superfície (normal à mesma)
 Z_m = Impedância mecânica

4.1.3. Reflexão de Ondas Sonoras em Superfícies Sólidas

O caso mais simples de reflexão sonora é o de uma onda plana incidindo normalmente sobre uma superfície, como mostrado na figura abaixo.

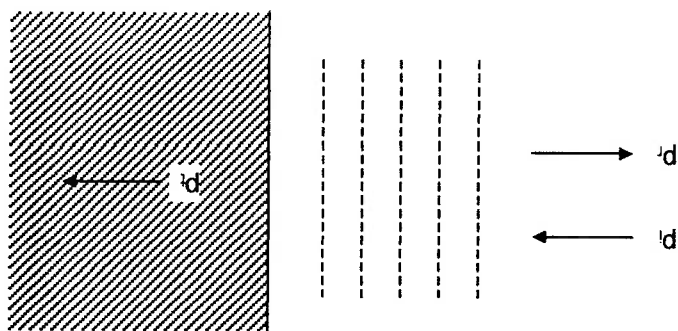


figura 4.1 - Reflexão de ondas planas

Vamos definir a origem da coordenada x de modo que $x = 0$ sobre a superfície do material. Definiremos também p_i como a pressão sonora da onda incidente, p_r como a pressão da onda refletida e p_t como a pressão da onda transmitida, que se propagam dentro do material sólido. A impedância acústica específica do fluido onde se propagam p_i e p_r será descrita como z_1 , e a impedância da superfície do sólido será descrita como z_n . Como já foi visto no item anterior, z_1 pode possuir um valor real. Já a impedância z_n pode ser complexa, pois a pressão acústica na superfície de um sólido nem sempre está em fase com a velocidade das partículas. Portanto:

$$z_1 = \pm r_1 \quad (4.20a)$$

$$z_n = r_n + i \cdot x_n \quad (4.20b)$$

Pelas condições de continuidade entre os dois meios, temos que

$$p_i + p_r = p_t \quad \text{em } x = 0 \quad (4.20c)$$

$$u_i + u_r = u_t \quad \text{em } x = 0 \quad (4.20d)$$

e pela definição de impedância temos

$$z_n = \frac{p_n}{u_n}$$

$$\frac{p_r}{u_r} = r_1$$

(4.20e)

(4.20f)

4.1.4. Reflexão de Ondas em Extremidades Abertas de Dutos

Quando uma onda sonora plana se propaga ao longo de um duto e atinge uma extremidade aberta, parte de sua energia é liberada para fora do duto na forma de uma onda esférica e a outra parte retorna para o interior do duto na forma de uma onda plana refletida.

Se a superfície refletora não sofrer atuação de nenhum elemento externo, a onda sonora será absorvida pelo material refletor. Portanto, o módulo de R deve ser obrigatoriamente menor ou igual a 1. No caso ideal de a superfície ser infinitamente rígida e não absorver energia, a impedância z_n é infinita, e o valor de R é igual a 1.

O coeficiente R pode ser representado como uma função $R(\omega)$, já que a capacidade de absorção acústica dos materiais depende diretamente da frequência do som incidente. Quanto maior a frequência, maior a absorção do som. Portanto, $R(\omega)$ deve diminuir à medida em que a frequência ω aumenta.

O coeficiente R é um número complexo que relaciona as pressões sonoras das ondas incidente e refletida. O seu módulo é a razão entre as amplitudes de pressão das ondas e o seu argumento é a defasagem entre elas.

$$R = \frac{p_r}{p_i} = \frac{(r_n - r_1) + i \cdot x_n}{(r_n + r_1) + i \cdot x_n} \quad (4.21)$$

Rearranjando a expressão acima e substituindo a equação (4.20b), obtemos coeficiente de reflexão R

$$z_n = \frac{p_i + p_r}{u_i + u_r} = r_1 \cdot \frac{p_i + p_r}{p_i - p_r} \quad (4.20h)$$

Portanto

$$\frac{p_r}{u_r} = -r_1 \quad (4.20g)$$

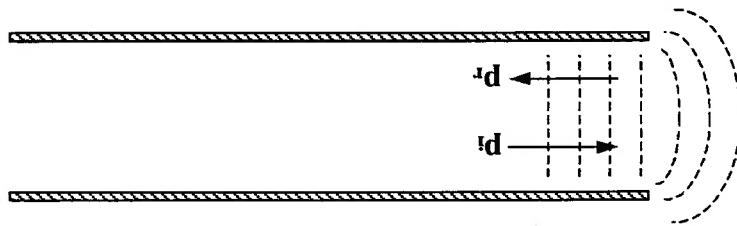


Figura 4.2 – Reflexão em extremidade aberta

Sejam p_i a pressão da onda incidente, p_r a pressão da onda refletida, S a área da seção do duto e $(\rho_0 \cdot c)$ a impedância característica do fluido. A relação entre as pressões e a impedância mecânica da extremidade do duto é dada por:

$$Z^m = \frac{S \cdot (p_i + p_r)}{u_i + u_r} = \rho_0 \cdot c \cdot S \frac{p_i - p_r}{p_i + p_r} \quad (4.22a)$$

$$\frac{p_r}{p_i} = \frac{Z^m / (\rho_0 \cdot c \cdot S) - 1}{Z^m / (\rho_0 \cdot c \cdot S) + 1} \quad (4.22b)$$

As fórmulas da impedância mecânica da extremidade aberta de um duto circular de raio a , assumido-se que $a \ll c/\omega$, são dadas por [Kinsler, cap 8.2]:

$$\frac{Z^m}{\rho_0 \cdot c \cdot S} = \frac{1}{2} \left(\frac{c}{\omega \cdot a} \right)^2 + i \cdot \left(\frac{8 \cdot \omega \cdot a}{3 \cdot \pi \cdot c} \right) \quad (\text{duto com flange}) \quad (4.23a)$$

$$\frac{Z^m}{\rho_0 \cdot c \cdot S} = \frac{1}{4} \left(\frac{c}{\omega \cdot a} \right)^2 + i \cdot 0.6 \cdot \left(\frac{c}{\omega \cdot a} \right) \quad (\text{duto sem flange}) \quad (4.23b)$$

A partir das equações (4.22b), (4.23a) e (4.23b), obtêm-se o coeficiente de reflexão para a extremidade aberta do duto:

$$\frac{p_r}{p_i} = - \frac{\left[1 - \frac{7}{2} \left(\frac{\omega \cdot a}{c} \right)^2 - i \cdot \frac{3\pi}{8} \cdot \left(\frac{\omega \cdot a}{c} \right) \right]}{\left[1 + \frac{7}{2} \left(\frac{\omega \cdot a}{c} \right)^2 + i \cdot \frac{3\pi}{8} \cdot \left(\frac{\omega \cdot a}{c} \right) \right]} \quad (\text{duto com flange}) \quad (4.24a)$$

$$\frac{p_r}{p_i} = - \frac{\left[1 + \frac{4}{2} \left(\frac{\omega \cdot a}{c} \right)^2 + i \cdot 0.6 \cdot \left(\frac{\omega \cdot a}{c} \right) \right]}{\left[1 - \frac{4}{2} \left(\frac{\omega \cdot a}{c} \right)^2 - i \cdot 0.6 \cdot \left(\frac{\omega \cdot a}{c} \right) \right]} \quad (\text{duto sem flange}) \quad (4.24b)$$

O valor negativo do coeficiente R indica que a onda refletida tem fase inversa à da onda incidente. Quanto menor a frequência ω da onda e o raio a do duto, mais o coeficiente R se aproxima de -1 . No caso ideal, em que $a \equiv 0$, o coeficiente R se torna igual a -1 , e a onda refletida é igual à onda incidente com fase invertida.

4.1.5. Intensidade Sonora e Escala Decibel

Intensidade sonora ou intensidade acústica é definida como o fluxo médio de energia transportado por uma onda sonora que passa por uma área unitária normal à direção de propagação da onda. A unidade da intensidade sonora é (W/m^2), e o seu cálculo é feito através da pela fórmula

$$(4.25) \quad I = \frac{1}{T} \cdot \int_T p u \cdot dt$$

onde I – intensidade sonora

p – pressão sonora

u – velocidade do fluido

t – tempo

T – período de um ciclo completo da onda sonora

Para o caso de ondas senoidais planas, a intensidade sonora é dada por

$$(4.26) \quad I = \frac{1}{2} \cdot \frac{p^2}{\rho_0 \cdot c}$$

onde P é a amplitude da onda de pressão.

Define-se a *amplitude efetiva* P_e de uma pressão sonora periódica $p(t)$ de período

T como sendo o resultado da expressão

$$(4.27) \quad P_e = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_T p^2(t) \cdot dt}$$

Para ondas planas senoidais, a amplitude efetiva P_e é dada por

$$(4.28) \quad P_e = \frac{\sqrt{2}}{2} P$$

e por consequência, a intensidade sonora é dada por

$$(4.29) \quad I = \frac{P_e^2}{\rho_0 \cdot c}$$

A escala mais utilizada de medição de nível de ruído sonoro é a chamada escala decibel. Esta escala nada mais é do que uma escala logaritmica, que relaciona a intensidade sonora do ruído I com uma intensidade de referência I_{ref} . A fórmula para o cálculo do nível sonoro em decibéis é dada por

$$IL = 10 \cdot \log(I/I_{ref}) \quad (4.30)$$

onde IL é chamado nível de intensidade (*intensity level*)

Como a intensidade sonora I é proporcional ao quadrado da pressão efetiva P_e , é possível expressar o nível sonoro em decibéis também como uma relação entre pressões sonoras, segundo a fórmula

$$SPL = 20 \cdot \log(P_e/P_{ref}) \quad (4.31)$$

onde SPL é chamado nível de pressão sonora (sound pressure level), e P_{ref} é a pressão de referência. Se escolhermos $I_{ref} = (P_{ref})^2/(p_0c)$, teremos a equivalência entre as escalas $IL = SPL$.

Os valores geralmente usados como referência para sons se propagando no ar

são:

$$I_{ref} = 10^{-12} \text{ W/m}^2$$

$$P_{ref} = 20 \text{ } \mu\text{Pa}$$

4.2. Modelos Acusticos de Dutos

Os modelos acusticos utilizados para modelar a planta são modelos bastante simples, baseados somente em equações unidimensionais de propagação de som. A simplicidade destes modelos deriva da simplicidade do sistema acustico estudado, que consiste somente em ondas sonoras se propagando ao longo do interior do duto. A opção por este modelo simples se deve também ao fato de que o principal objetivo deste trabalho é o estudo dos algoritmos adaptativos, e não o do comportamento acustico da planta. Para este objetivo, um modelo acustico simplificado já é suficiente.

4.2.1. Duto infinito

O modelo de duto mais simples a ser estudado é o modelo de um duto de comprimento infinito, com uma única fonte sonora acoplada. Ele é ilustrado na figura abaixo.

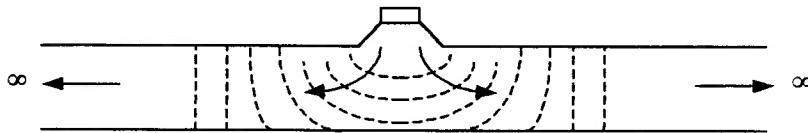


Figura 4.3 – Duto infinito

Neste modelo não há reflexão de ondas, ocorrendo somente a propagação das ondas sonoras a partir da fonte nas duas direções. A equação que descreve o comportamento das ondas no duto é dada por:

$$p(x,t) = p_y(t) \cdot e^{-i(\omega/c)|x-y|}$$

(4.32)

onde y = posição da fonte sonora

$p_y(t)$ = pressão sonora gerada pela fonte sonora no instante t

O que a equação descreve é simplesmente um atraso de tempo igual a $|x-y|/c$ entre as ondas medidas nas posições x e y , que equivale ao tempo de propagação do som da fonte sonora até a posição x . Como não há reflexão de ondas no interior do duto, não ocorre o fenômeno de ressonância.

A figura abaixo mostra o comportamento das ondas no interior do duto.

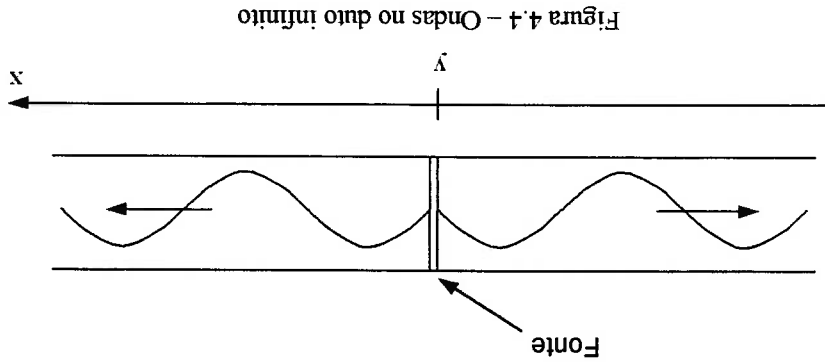
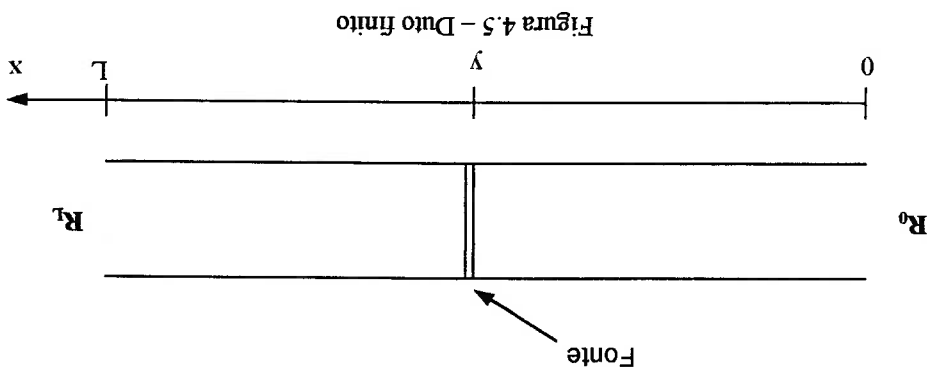


Figura 4.4 – Ondas no duto infinito

4.2.2. Duto finito

No caso de um duto de comprimento finito, é necessário levar em conta a reflexão das ondas que ocorre nas duas extremidades. Para isto, consideremos um duto de comprimento L , ilustrado a seguir:



Uma das extremidades fica na posição zero e a outra na posição L , e a fonte sonora na posição y . Os coeficientes de reflexão das extremidades são R_0 e R_L . A pressão sonora $p(x,t)$ deve ser calculada como a soma da pressão de todas as ondas que foram refletidas pelas extremidades e que atingiram o ponto x no instante t .

$$p(x,t) = p_y(t) \cdot e^{-i(\omega/c)|x-y|} + R_0 \cdot p_y(t) \cdot e^{-i(\omega/c)(x+y)} + R_L \cdot p_y(t) \cdot e^{-i(\omega/c)(2L-x-y)} + \dots$$

(onda não refletida) + (onda refletida em $x=0$) + (onda refletida em $x=L$) + (onda refletida em $x=0$ e $x=L$) + (ondas refletidas várias vezes)

Esta somatória pode ser fatorada na forma

$$p(x,t) = p_y(t) \cdot \left(e^{-i(\omega/c)|x-y|} + R_0 \cdot e^{-i(\omega/c)(x+y)} + R_L \cdot e^{-i(\omega/c)(2L-x-y)} + R_0 \cdot R_L \cdot e^{-i(\omega/c)(2L-x-y)} + \dots \right) \quad (4.33)$$

Sabendo que R_0 e R_L têm módulo obrigatoriamente menor do que 1, podemos calcular a soma da progressão geométrica acima, obtendo:

$$p(x, t) = p_y(t) \cdot \frac{\left(e^{-i(\omega/c)|x-y|} + R_0 \cdot e^{-i(\omega/c)(x+y)} + R_L \cdot e^{-i(\omega/c)(2L-x-y)} + R_0 \cdot R_L \cdot e^{-i(\omega/c)(2L-|x-y|)} \right)}{1 - R_0 \cdot R_L \cdot e^{-i(\omega/c)2L}} \quad (4.34)$$

Esta expressão permite que calculemos as frequências de ressonância do duto e os pontos de nó das ondas estacionárias. A ressonância ocorre quando o módulo do denominador da equação atinge algum valor mínimo próximo de zero. Os nós da onda estacionária são as raízes do numerador da expressão, quando ω é igual a uma das frequências de ressonância.

É interessante notar que a frequência de ressonância não depende da posição da fonte sonora. Ela depende somente do comprimento do duto e dos coeficientes de reflexão das extremidades.

4.2.3. Duto finito fechado nas duas extremidades

Um caso particular de duto finito é aquele de um duto fechado nas duas extremidades. Considerando o caso ideal em que as extremidades são infinitamente rígidas, temos que R_0 e R_L são iguais a 1, e portanto a pressão sonora é dada por

$$p(x, t) = p_y(t) \cdot \frac{1 - e^{-i(\omega/c)2L}}{\left(e^{-i(\omega/c)|x-y|} + e^{-i(\omega/c)(x+y)} + e^{-i(\omega/c)(2L-x-y)} + e^{-i(\omega/c)(2L-|x-y|)} \right)} \quad (4.35)$$

Neste caso, o duto entra em ressonância nas frequências

$$\omega = \frac{L}{\pi \cdot c \cdot n} \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (4.36)$$

e os comprimentos de onda correspondentes são

$$\lambda = \frac{2 \cdot L}{n} \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (4.37)$$

4.2.4. Duto finito aberto em uma extremidade e fechado na outra

Outro caso particular de duto finito é aquele de um duto fechado em uma extremidade e aberto na outra. Sendo $x=0$ a posição da extremidade fechada e $x=L$ posição da extremidade aberta, e considerando o caso de reflexão ideal nas extremidades, temos que $R_0 = 1$ e $R_L = -1$, e portanto

$$p(x, t) = p_y(1) \cdot \frac{e^{-i(\omega/c)|x-y|} + e^{-i(\omega/c)(2L-x-y)} - e^{-i(\omega/c)(2L-x-y)} - e^{-i(\omega/c)|x-y|}}{1 + e^{-i(\omega/c)2L}} \quad (4.38)$$

Neste caso, o duto entra em ressonância nas frequências

$$\omega = \frac{2 \cdot L}{\pi \cdot c \cdot (2 \cdot n + 1)} \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (4.39)$$

e os comprimentos de onda correspondentes são

$$\lambda = \frac{4 \cdot L}{2 \cdot n + 1} \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (4.40)$$

4.2.5. Validade dos modelos (frequência de corte)

Os modelos acústicos descritos acima partem do pressuposto de que a propagação das ondas sonoras ocorre somente na direção longitudinal do duto. A partir de certos valores de frequência, porém, passa a ocorrer a propagação de ondas na direção transversal do duto, e os modelos deixam de ser válidos. As ondas transversais começam a aparecer acima da frequência de corte, dada por [Kinsler, 1991, cap. 9]:

$$f_c = \frac{2 \cdot d}{c} \quad (\text{duos de seção retangular}) \quad (4.41)$$

$$f_c = \frac{1.84 \cdot c}{\pi \cdot D} \quad (\text{duos de seção circular}) \quad (4.42)$$

onde f_c = frequência de corte em Hz

c = velocidade do som

d = comprimento do maior lado da seção retangular

D = diâmetro da seção circular

5. PLATAFORMA EXPERIMENTAL

Neste capítulo é feita a descrição da planta onde foi aplicado o controle ativo de ruído. Na primeira parte do capítulo é feita a descrição do equipamento utilizado, incluindo dutos, alto-falantes, microfones, processadores e demais componentes. Na segunda parte, é feito um levantamento das características da planta, em termos de resposta em frequência, e os resultados obtidos são comparados com os modelos teóricos.

5.1. Descrição da Plataforma Experimental

No Laboratório de Dinâmica de Sistemas e Controle da EPUSP (LDC) foi montada uma plataforma experimental para testes de métodos de controle ativo de ruídos. A plataforma é composta de três dutos de comprimento aproximado de 6 metros, um deles feito de madeira e os outros dois de PVC. Os três dutos são equipados com alto-falantes para a geração do ruído e do sinal de controle e com microfones para detecção do som. A foto abaixo mostra os três dutos junto com os demais equipamentos utilizados.

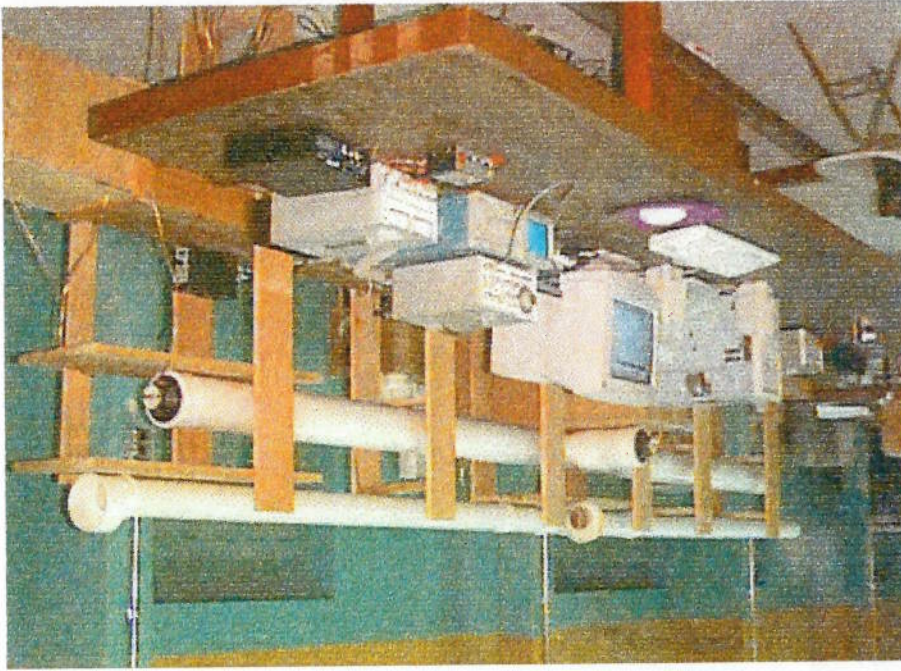


Figura 5.1 - Plataforma Experimental

Conectado aos alto-falantes e microfones está um conjunto de amplificadores e fontes elétricas, utilizados para alimentação e amplificação dos sinais. Para controlar a planta, foi utilizada uma placa ADC64 com um processador TMS320C32 da Texas Instruments. Esta placa foi embutida em um computador Pentium 166 MHz, através do qual foi feita a carga dos programas na placa e a coleta dos resultados.

A figura a seguir mostra um esquema com os componentes utilizados na plataforma experimental.

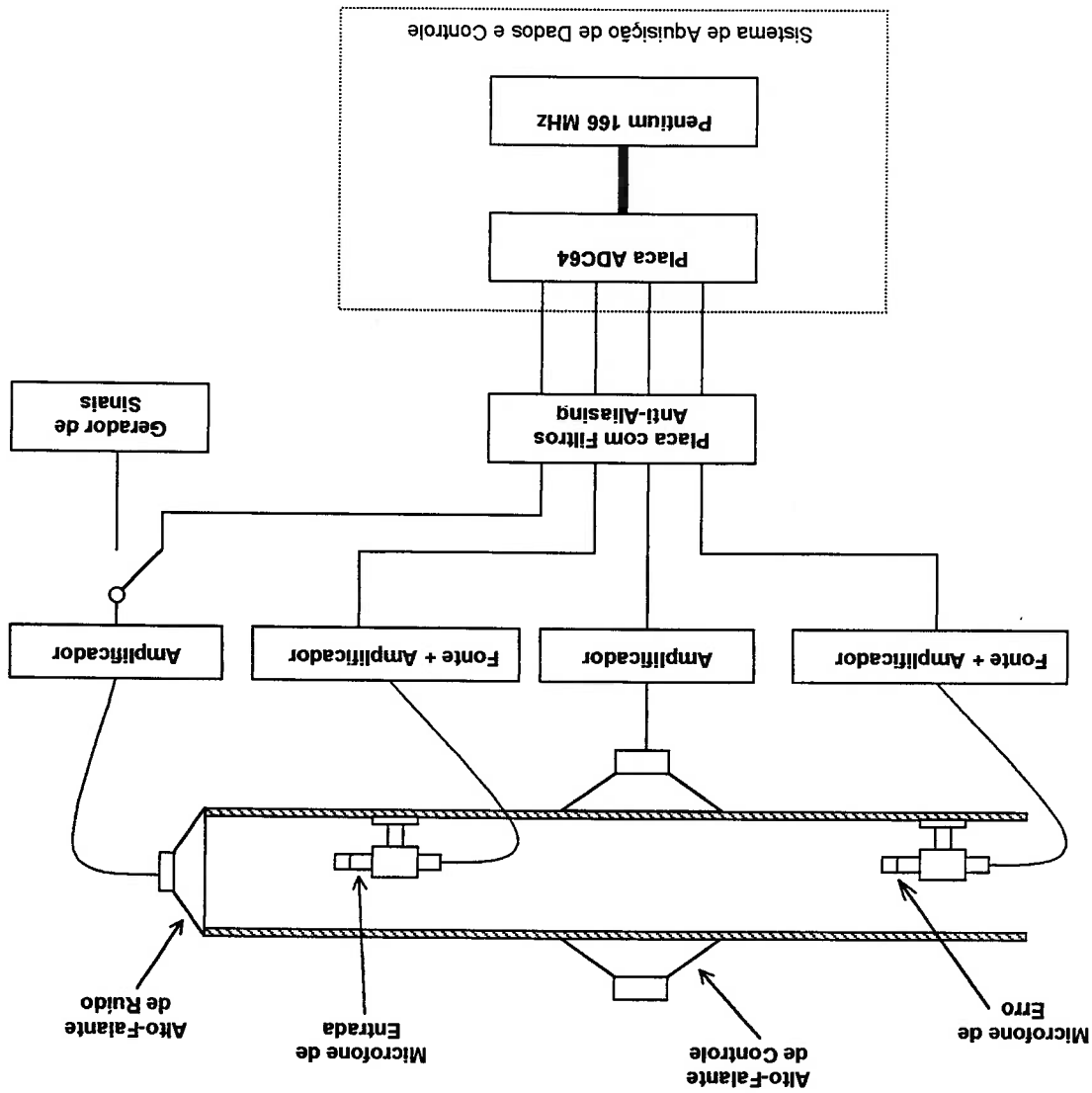


Figura 5.2 - Esquema da plataforma experimental

Numa das extremidades do duto de madeira foi instalado um alto-falante de 12 polegadas Novik 100W PAP, utilizado como gerador de ruído. A 2,5 metros desta extremidade foi instalado um conjunto de 4 alto-falantes, um em cada parede do duto,

que foram utilizados como alto-falantes de controle. Tanto os alto-falantes de controle quanto o de ruído foram enclausurados dentro de caixas de madeira revestidas internamente com Sonex (espuma), para absorção das altas frequências, redução da emissão de som para o ambiente externo e redução das ondas estacionárias.

No interior do duto foram colocados dois suportes para os microfones, feitos de PVC. Os suportes podem deslizar ao longo do duto, permitindo a mudança da posição dos microfones.

A figura a seguir mostra as dimensões do duto e o posicionamento dos alto-falantes.

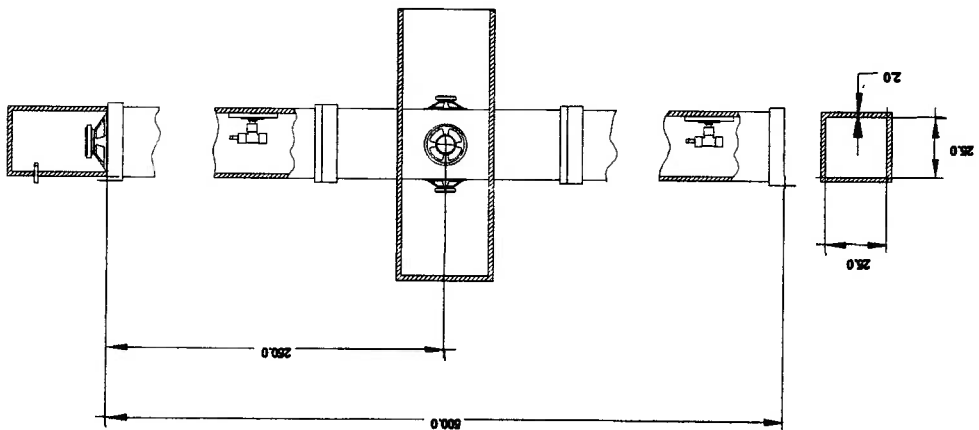


Figura 5.3 – Duto de madeira (dimensões em cm)

No duto de PVC foram utilizados 2 alto-falantes de 5" Novik FM, um para a geração do ruído e outro para o controle. O alto-falante de controle foi adaptado ao duto com o uso de uma conexão em Y, como mostrado na figura abaixo. Os microfones foram encaixados nos dutos através de furos, ficando numa posição perpendicular à da propagação do som.

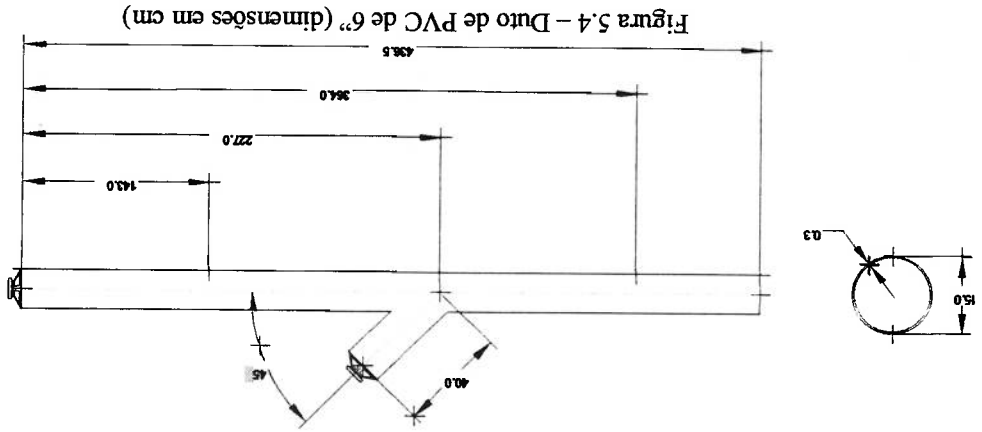


Figura 5.4 – Duto de PVC de 6" (dimensões em cm)

Nos três dutos foram utilizados microfones B&K modelo 4134, com ½ polegada de diâmetro e sensibilidade de 12.5 mV/Pa, acoplados a pré-amplificadores modelo 2669. A resposta destes microfones é constante no intervalo de 4 a 10 KHz de frequência. A alimentação dos microfones e a amplificação dos sinais foi feita por 2 fontes modelo 5935 com controle de ganho de 0 a 50 dB.

O controlador do sistema consiste em uma placa ADC64, fabricada pela *Innovative Integration*, e instalada dentro de um computador Pentium 166 MHz. Esta placa contém um processador TMS320C32 de 50 Mhz fabricado pela Texas Instruments, capaz de executar operações aritméticas com ponto flutuante e com velocidade de processamento de 30 MIPS/60 MFLOPS.

A placa se comunica com o computador Pentium através de uma interface *PCI bus* de 64 MB/s 32 bits. A comunicação da placa com a planta é feita através de 4 entradas analógicas (ADC) de 16 bits e 100KHz (multiplexação em 8:1 totalizando 32 entradas) e 2 saídas analógicas (DAC) de 16 bits e 200. A placa possui ainda um filtro anti-aliasing embutido, com frequência de corte de 50 MHz.

A programação da placa pode ser feita em linguagem de máquina ou em linguagem C. Um ambiente de desenvolvimento que vem junto com a placa faz a comunicação entre ela e o computador, facilitando a criação de programas. Este ambiente faz a edição e compilação dos programas, a carga dos mesmos na placa e permite a depuração dos programas enquanto eles estão rodando.

Uma placa com 4 filtros anti-aliasing foi usada para filtrar os sinais enviados da planta para a placa ADC64 e vice-versa. São filtros de *Chebyshev* de segunda ordem com frequência de corte variável entre 200Hz a 2KHz, ajustada por um potenciômetro.

Foram usados ainda um gerador de funções Leader LFG-1300S para gerar os sinais para os alto-falantes de ruído e um osciloscópio Tektronix 2212 para medição manual dos sinais da planta.

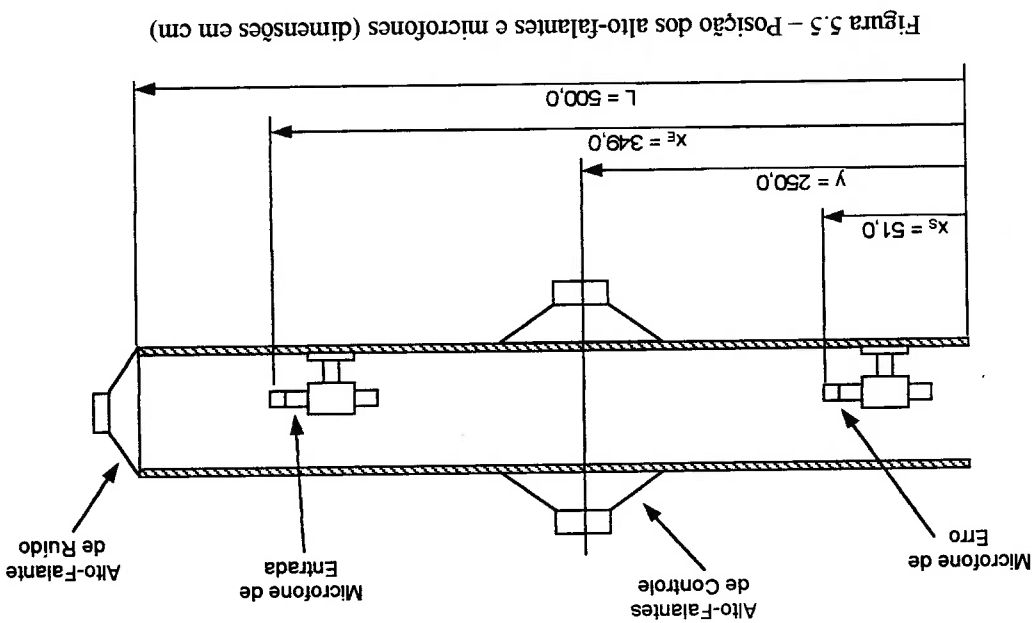
Em outros trabalhos realizados no LDC, [Werner, 1999] e [Giorgi, 1998], os três dutos da planta foram utilizados. Neste trabalho, optou-se por concentrar esforços somente na análise dos resultados do duto de madeira. Nos trabalhos anteriores, foi neste duto que foram obtidos os melhores resultados em termos de atenuação de ruído.

5.2. Características da Planta

Para levantar o características dinâmicas da planta, foi feito um ensaio de varredura de frequências. Os resultados foram comparados com os obtidos do modelo teórico.

5.2.1. Modelo acústico da planta

Os ensaios para levantamento das características da planta foram feitos somente no duto de madeira. As posições dos microfones e alto-falantes são mostradas na figura abaixo.



A planta pode operar com a extremidade aberta ou fechada, e a fonte sonora pode ser o alto-falante de erro ou o de controle. Cada um desses casos corresponde a um modelo acústico diferente.

A forma mais simples de modelar a planta é assumir o caso ideal no qual os coeficientes de reflexão são constantes com valor igual a 1 na extremidade fechada e -1 na extremidade aberta. Neste caso, podemos usar as equações (4.35) e (4.38) como modelos da planta.

Duto aberto

$$p(x, t) = \frac{p_y(t)}{1 + e^{-i(\omega/c) \cdot 2L}} \left(e^{-i(\omega/c)|x-y|} + e^{-i(\omega/c)(x+y)} - e^{-i(\omega/c)(2L-x-y)} - e^{-i(\omega/c)(2L-|x-y|)} \right) \quad (4.38)$$

Duto fechado

$$p(x, t) = \frac{p_y(t)}{1 - e^{-i(\omega/c) \cdot 2L}} \left(e^{-i(\omega/c)|x-y|} + e^{-i(\omega/c)(x+y)} + e^{-i(\omega/c)(2L-x-y)} + e^{-i(\omega/c)(2L-|x-y|)} \right) \quad (4.35)$$

Este modelo é bastante impreciso, pois desconsidera a função de transferência dos alto-falantes, dos microfones, dos amplificadores e dos conversores A/D e D/A. Também desconsidera a absorção do som nas extremidades do duto e a variação nos coeficientes de reflexão com a frequência.

A validade do modelo é restringida ainda pelo limite da frequência de corte definido na equação (4.41), a partir do qual passa a existir a propagação de ondas transversais.

$$f_c = \frac{c}{2 \cdot d} = 680 \text{ Hz}$$

$$\text{onde } d = 0,25 \text{ m}$$

$$c = 340 \text{ m/s}$$

A vantagem deste modelo é a sua simplicidade. Ele descreve de forma clara a principal característica da planta, que é a existência de frequências de ressonância e ondas estacionárias. E por ser um modelo simples, facilita o estudo dos resultados quando usado em simulações.

As figuras a seguir mostram os gráficos de resposta em frequência para cada par alto-falante/microfone.

Duto Aberto

Alto-Falante de Ruído/Microfone de Entrada

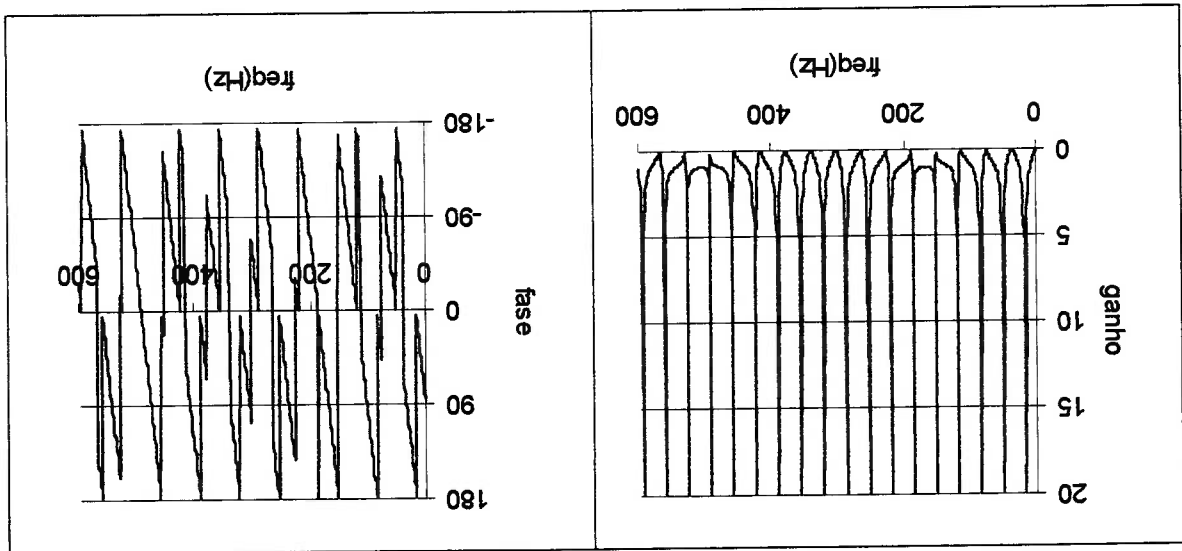


Figura 5.6

Alto-Falante de Ruído/Microfone de Erro

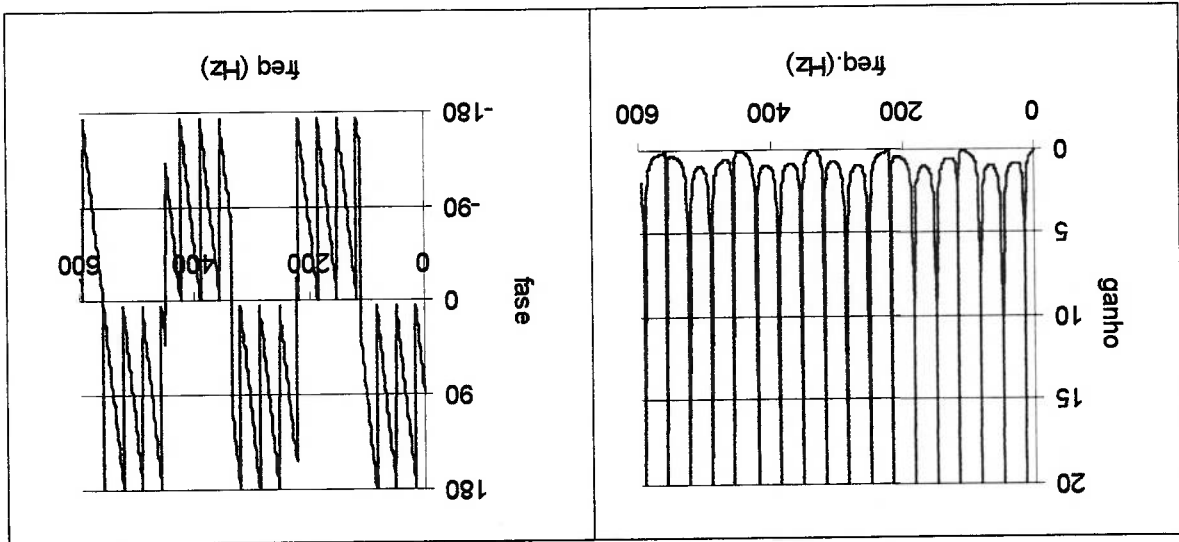


Figura 5.7

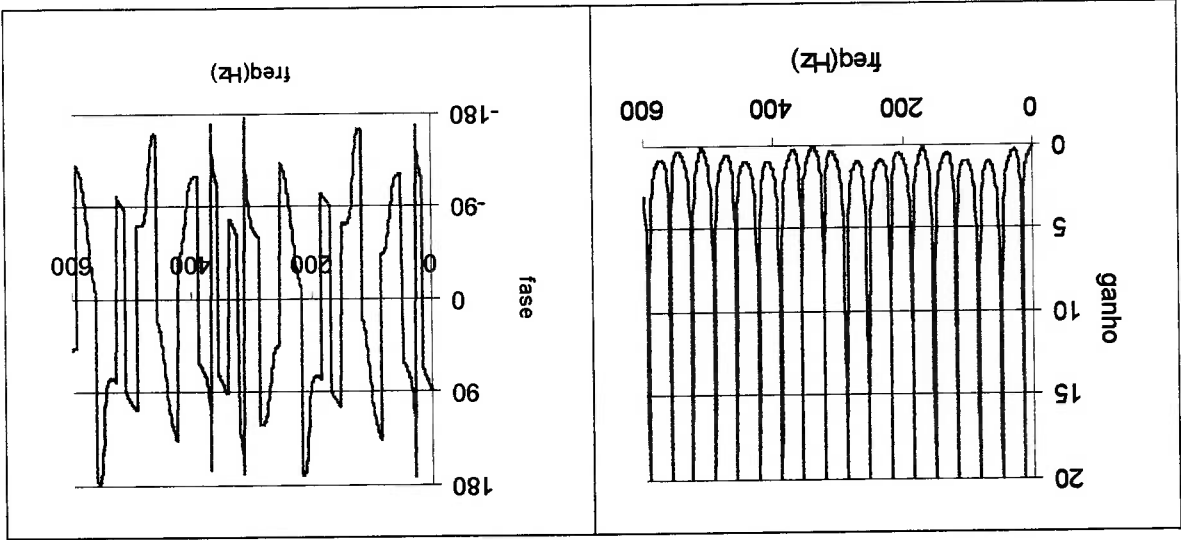


Figura 5.9

Alto-Falante de Controle/Microfone de Erro

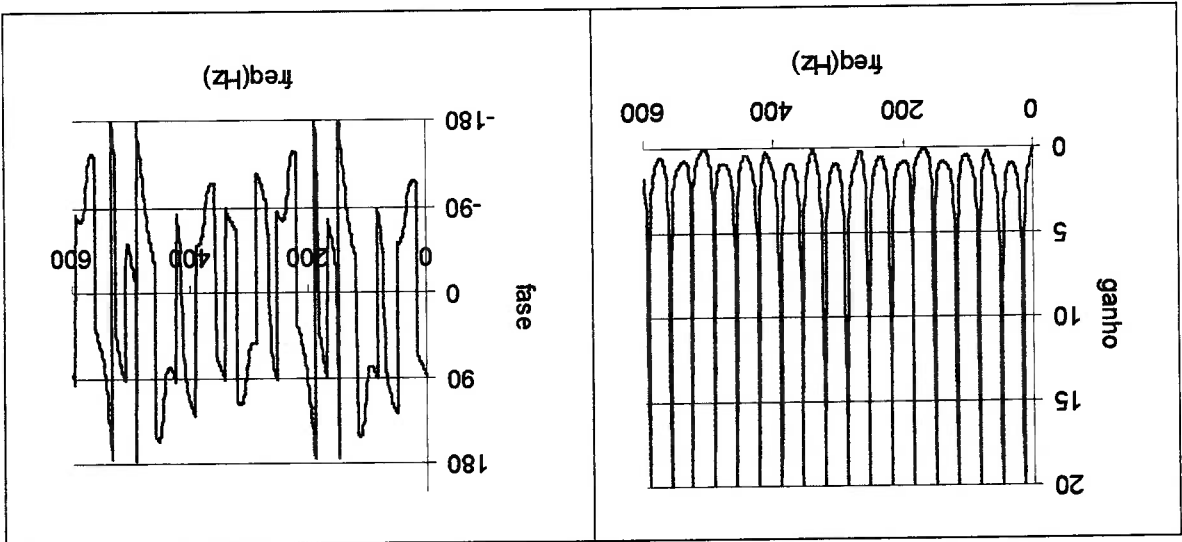


Figura 5.8

Alto-Falante de Controle/Microfone de Entrada

Duto Fechado

Alto-Falante de Ruído/Microfone de Entrada

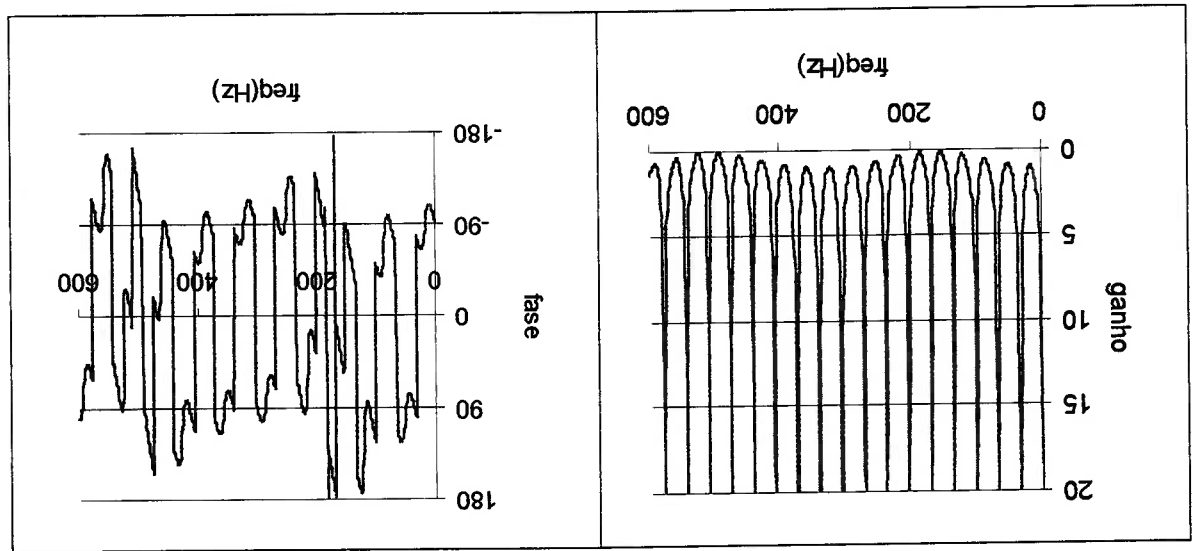


Figura 5.10

Alto-Falante de Ruído/Microfone de Erro

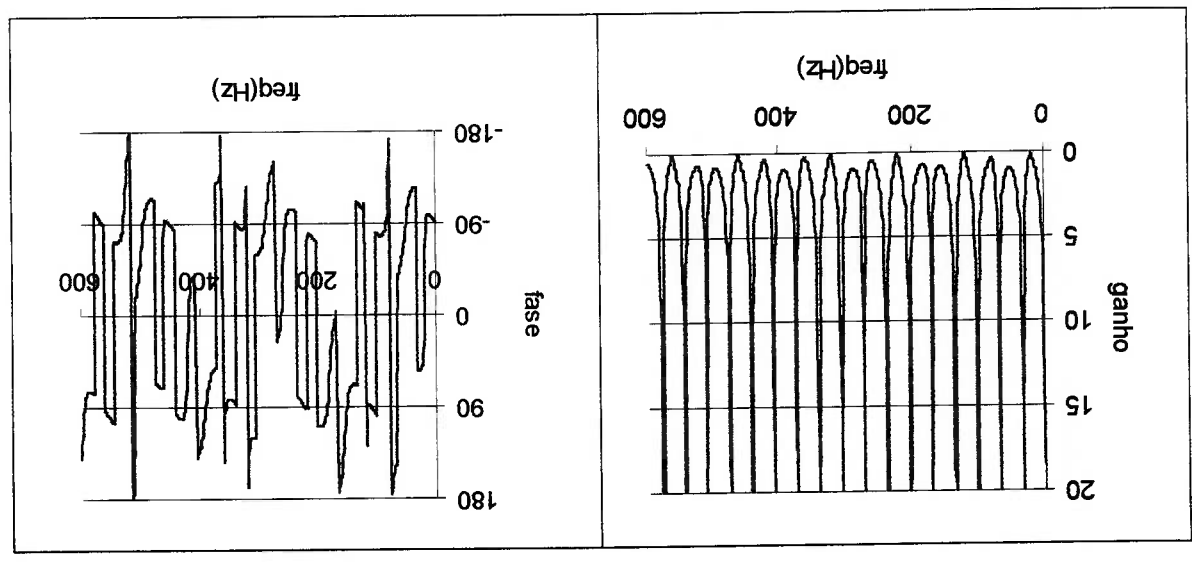
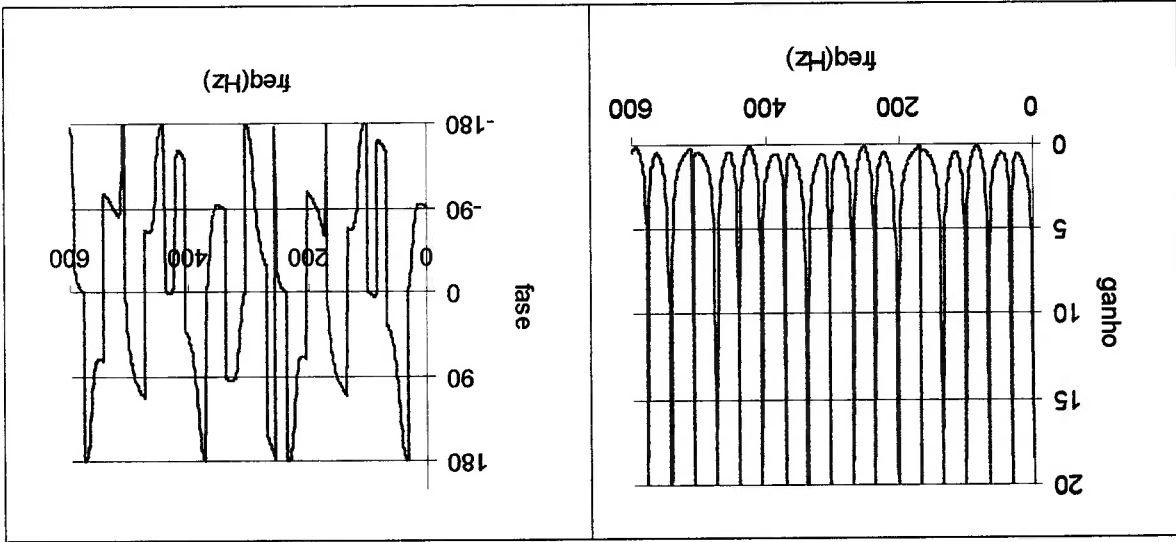


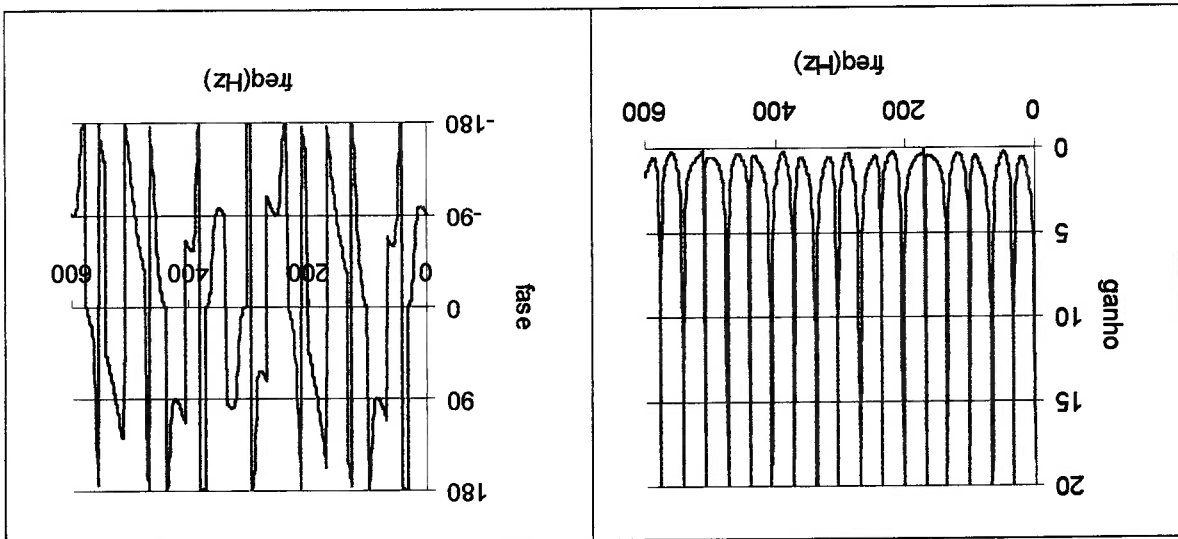
Figura 5.11

Figura 5.13



Alto-Falante de Controle/Microfone de Erro

Figura 5.12



Alto-Falante de Controle/Microfone de Entrada

5.2.2. Levantamento das características da planta

Foram feitas duas séries de ensaios, uma com a extremidade do duto fechada e outra com o duto aberto. O objetivo foi obter o gráfico de resposta em frequência para cada par alto-falante/microfone.

Os alto-falantes foram alimentados, um de cada vez, com sinais senoidais de frequências variando entre 50 Hz e 600 Hz, em intervalos de 2Hz. Para cada frequência foram coletadas amostras de 2048 elementos do sinal do alto-falante e das respostas medidas nos microfones, com frequência de amostragem de 4 KHz. A partir das FFTs das amostras coletadas, calcularam-se as curvas de resposta em frequência da planta. Os resultados estão nos gráficos da próxima página.

Em todos os gráficos, pode-se notar que o ganho é maior nas frequências mais baixas, o que se deve principalmente às características dos alto-falantes. Em alguns dos gráficos pode-se notar de forma clara a existência de diversos picos espaçados de forma regular, correspondendo aos modos de vibração do duto.

A tabela abaixo compara as frequências de pico da planta com as do modelo.

Modo	Duto Aberto		Duto Fechado	
	Teórico	Experimental	Teórico	Experimental
1	34		51	
2	68		85	
3	102	113	119	107
4	136	130	153	146
5	170	181	187	169
6	204	208	221	206
7	238	250	255	249
8	272		289	
9	306	297	323	315
10	340	338	357	340
11	374	378	391	
12	408		425	412
13	442		459	459
14	476	464	493	488
15	510	526	527	522
16	544	562	561	559
17	578	590	595	590

Tabela 5.1 - Comparação das frequências de ressonância (em Hz).

Duto Aberto

Alto-Falante de Ruído/Microfone de Entrada

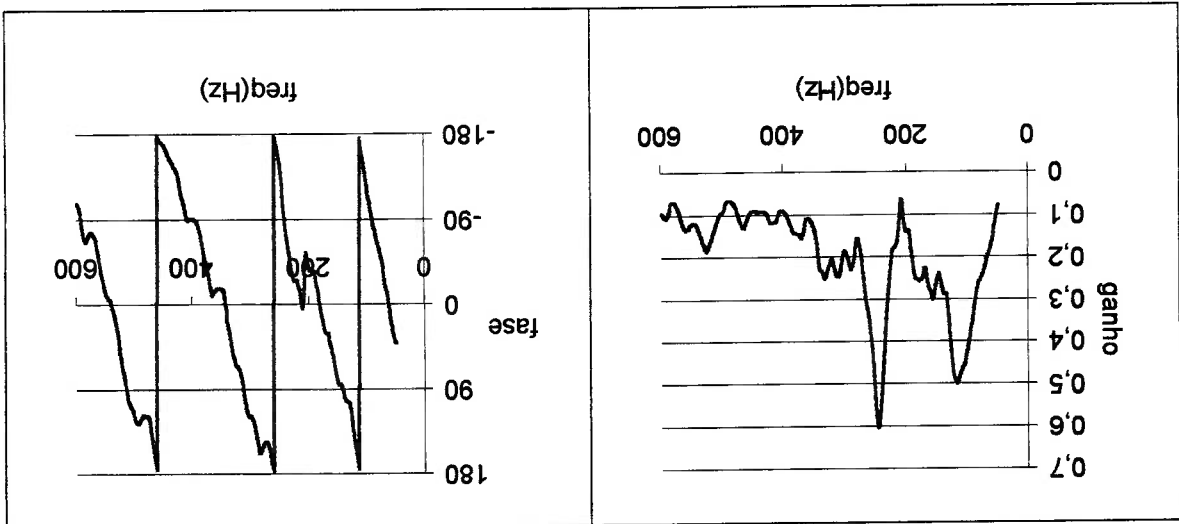


Figura 5.14

Alto-Falante de Ruído/Microfone de Erro

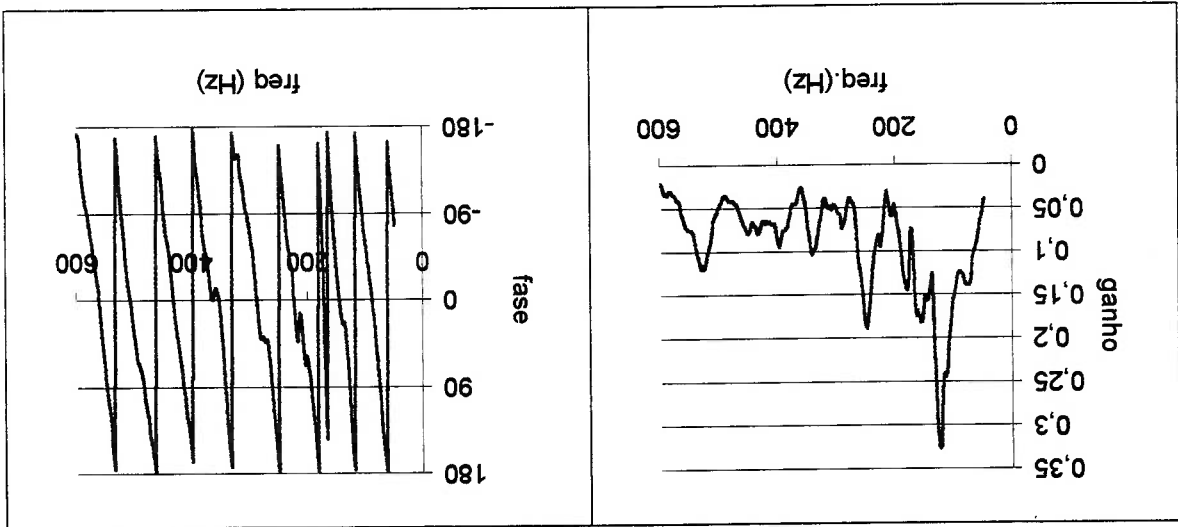


Figura 5.15

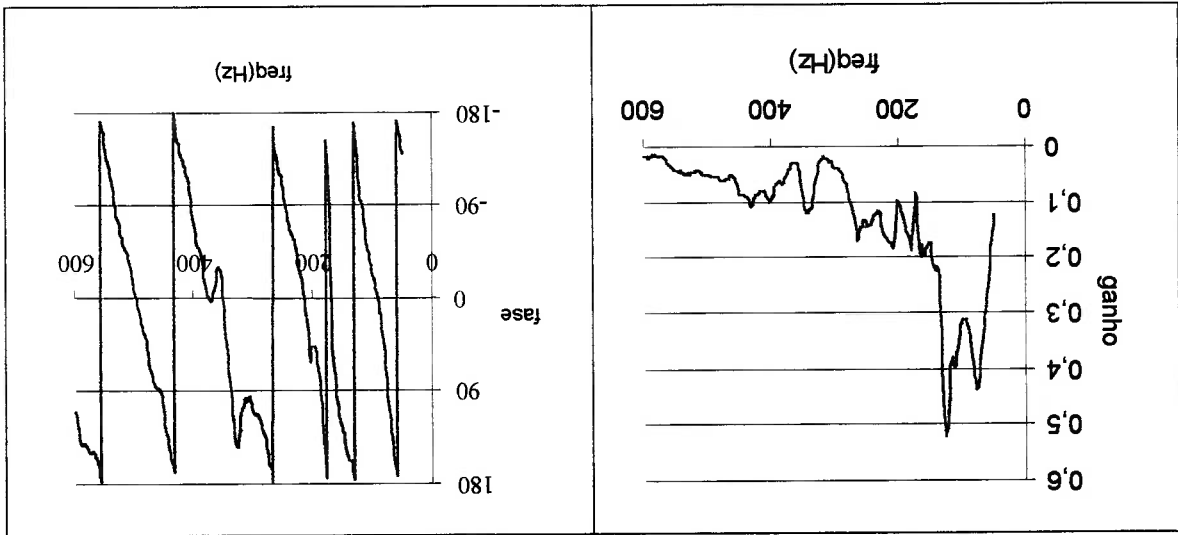


Figura 5.17

Alto-Falante de Controle/Microfone de Erro

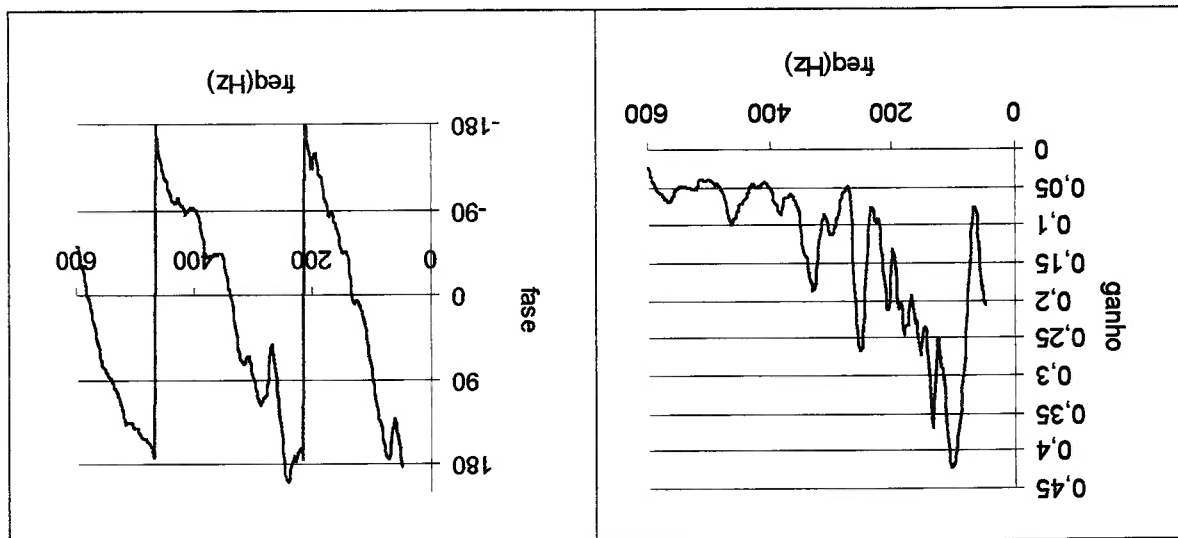


Figura 5.16

Alto-Falante de Controle/Microfone de Entrada

Duto Fechado

Alto-Falante de Ruído/Microfone de Entrada

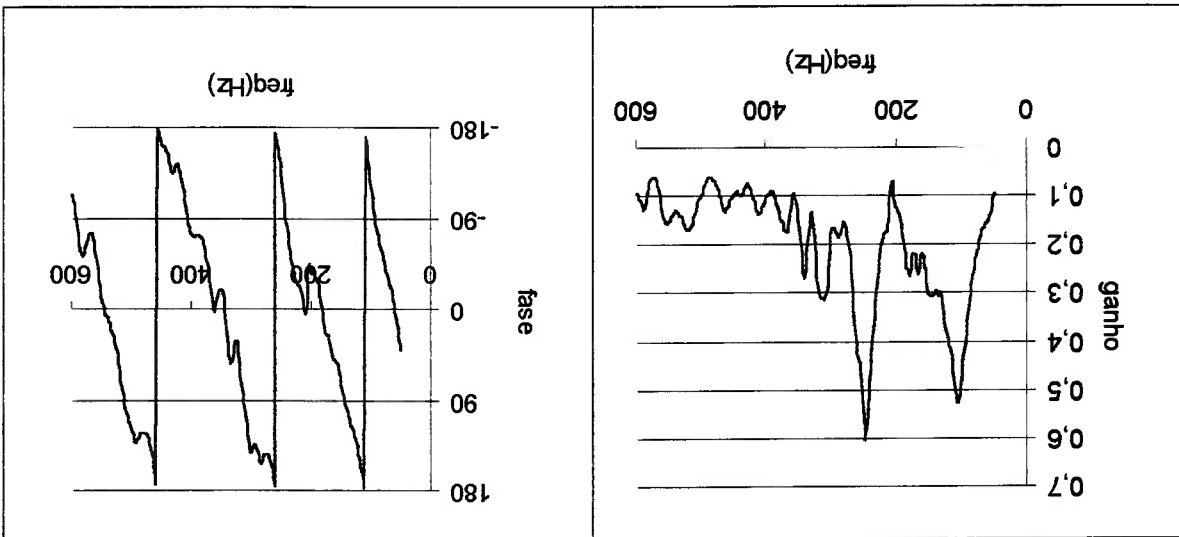


Figura 5.18

Alto-Falante de Ruído/Microfone de Erro

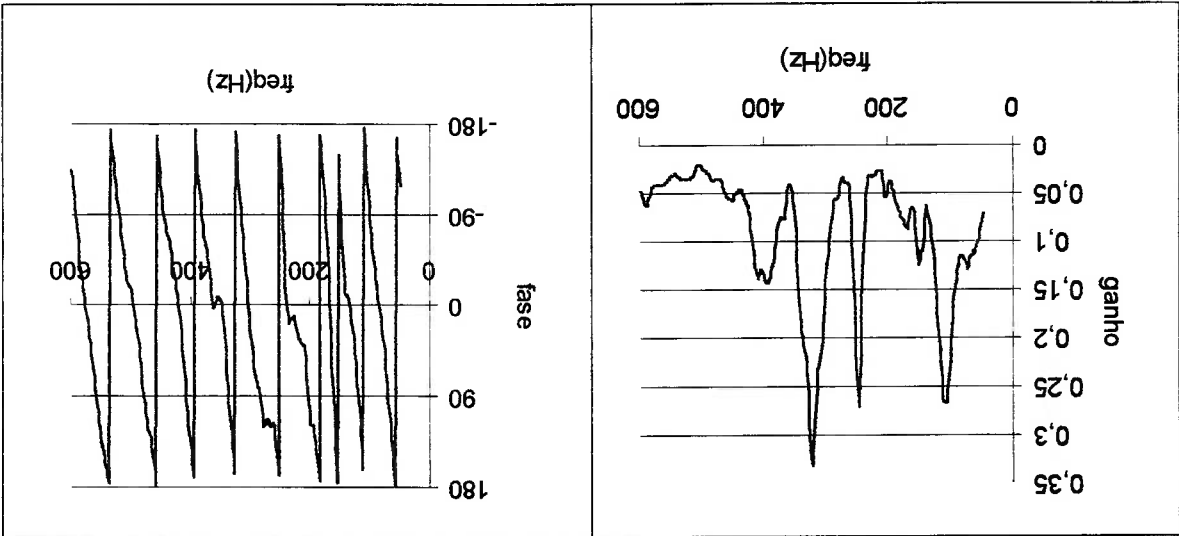
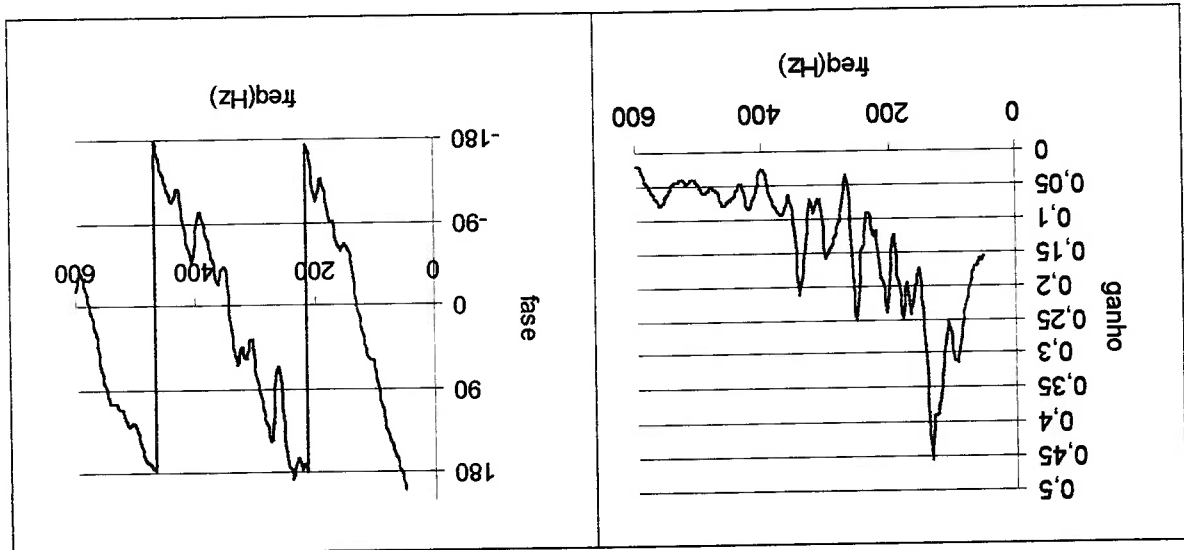


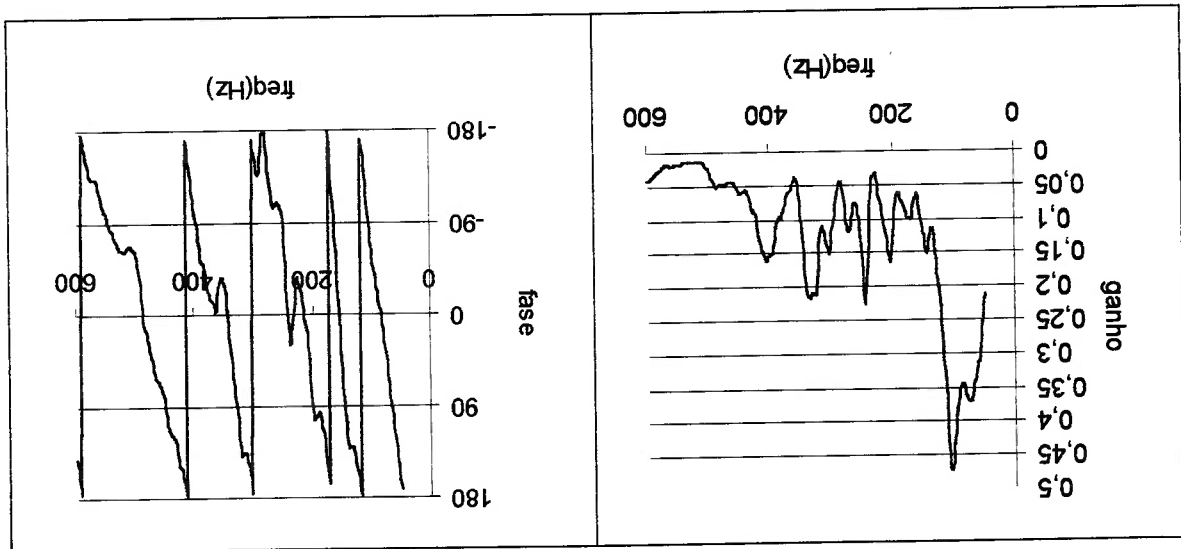
Figura 5.19

Figura 5.21



Alto-Falante de Controle/Microfone de Erro

Figura 5.20



Alto-Falante de Controle/Microfone de Entrada

6. ALGORITMOS ADAPTATIVOS APLICADOS AO CONTROLE DE RUIDO

Neste capítulo é descrita a forma de aplicação dos algoritmos adaptativos em sistemas de controle ativo de ruído. No primeiro item do capítulo são descritas as particularidades das plantas acústicas e as formas de ajustar os algoritmos a estas particularidades. O segundo item trata das formas de modelamento da planta através de filtros adaptativos.

6.1. Particularidades das plantas acústicas

Para ajustar os algoritmos adaptativos a um sistema de controle ativo de ruído em duto, é preciso que sejam levados em conta dois fatores importantes nesse tipo de sistema:

- A Planta de Erro
- O Feedback Acústico

6.1.1. Planta de Erro

A planta de erro corresponde a todos os subsistemas pelos quais passa o sinal de controle até ser detectado pelo microfone de erro. Ela é composta pelo alto-falante, pelo segmento de duto entre o alto-falante e o microfone de erro, e pelo microfone (incluindo também a parte eletrônica correspondente aos amplificadores e filtros).

Na figura a seguir, o bloco $P_1(z)$ representa a função de transferência do segmento de duto entre o microfone de entrada e o alto-falante de controle, $P_2(z)$ representa o segmento entre o alto-falante e o microfone de erro e $F(z)$ representa o caminho de volta do som gerado pelo alto-falante até o microfone de entrada. Os blocos $M_E(z)$, $M_S(z)$ e $S(z)$ correspondem respectivamente ao microfone de entrada, ao microfone de saída e ao alto-falante. A planta de erro é constituída pelos blocos $S(z)$, $P_2(z)$ e $M_S(z)$.

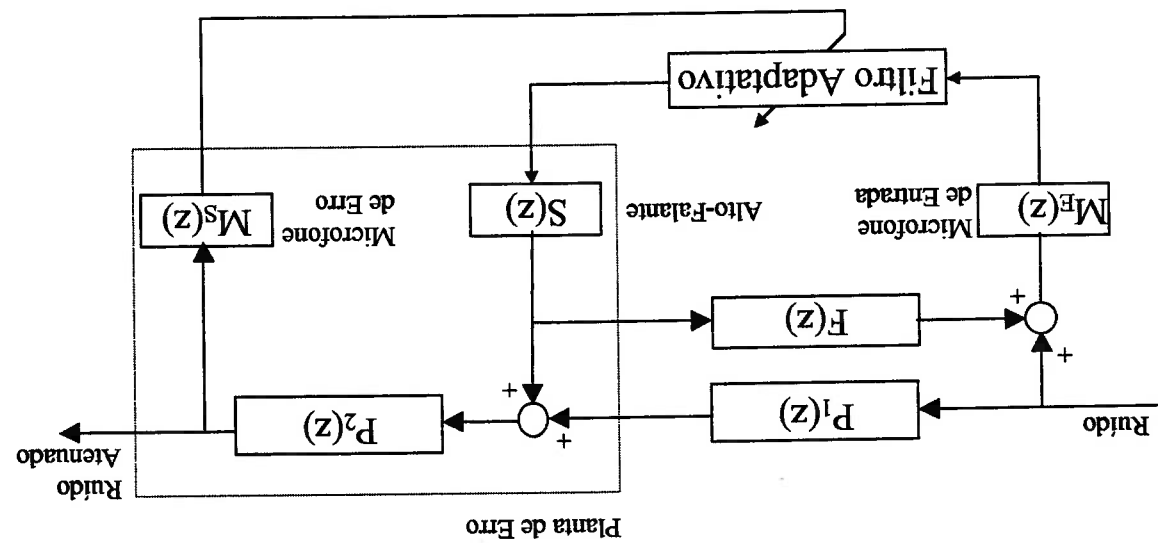


Figura 6.1 - Planta de Erro

A planta de erro distorce e atrasa o sinal de erro $e(k)$, e precisa ser compensada de alguma forma para que o filtro adaptativo funcione corretamente. Um modo de corrigir esta distorção é utilizar o algoritmo Filtered-X LMS, que foi descrito no item

3.4.4.

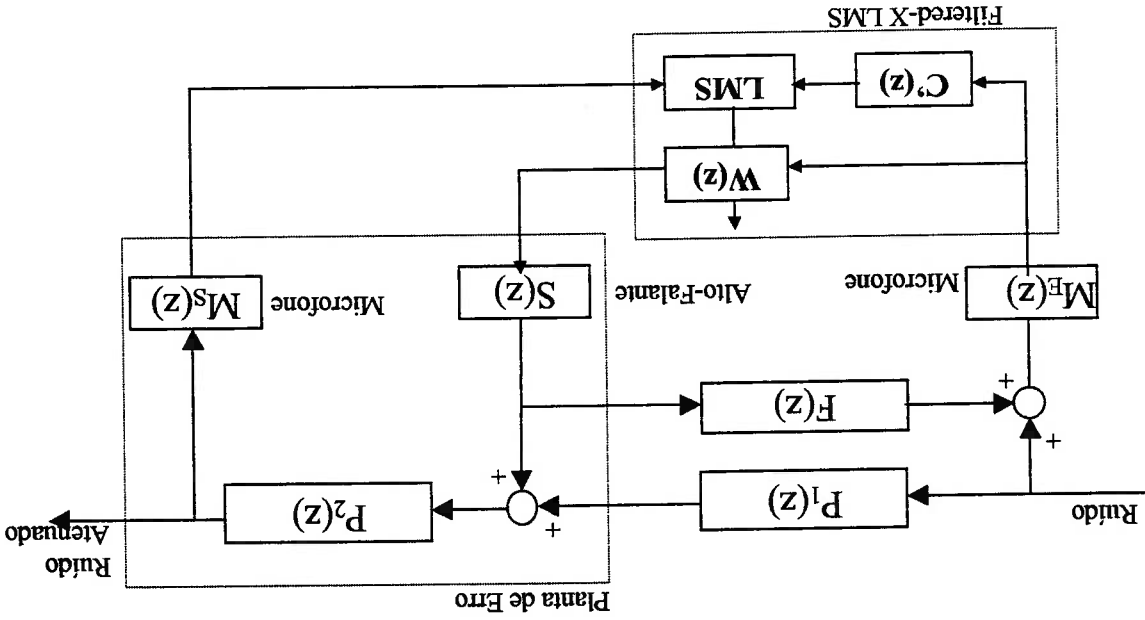


Figura 6.2 - Sistema de Controle Ativo usando Filtered-X LMS

Para se usar o algoritmo Filtered-X LMS, é necessário que se tenha um modelo discreto $C'(z)$ da planta de erro previamente calculado. Quanto mais preciso o modelo, melhor o desempenho do filtro.

6.1.2. Feedback Acústico

O feedback acústico corresponde à parcela do anti-ruído gerado pelo alto-falante que se propaga na direção contrária à saída do duto e que atinge o microfone de entrada. Este feedback 'contamina' o sinal do microfone de entrada, fazendo com que ele não corresponda fielmente ao sinal do ruído que entra no duto.

Há duas formas de compensar o efeito do feedback acústico. A primeira é tentar avaliar a parcela do sinal do microfone correspondente ao feedback e descontá-la no sinal de entrada do filtro. Para isto é necessário se criar um modelo $D'(z)$ da planta do feedback acústico e aplicá-lo ao sinal de saída do filtro, como mostra a figura abaixo. Quanto mais preciso o modelo $D'(z)$, melhor a compensação do feedback.

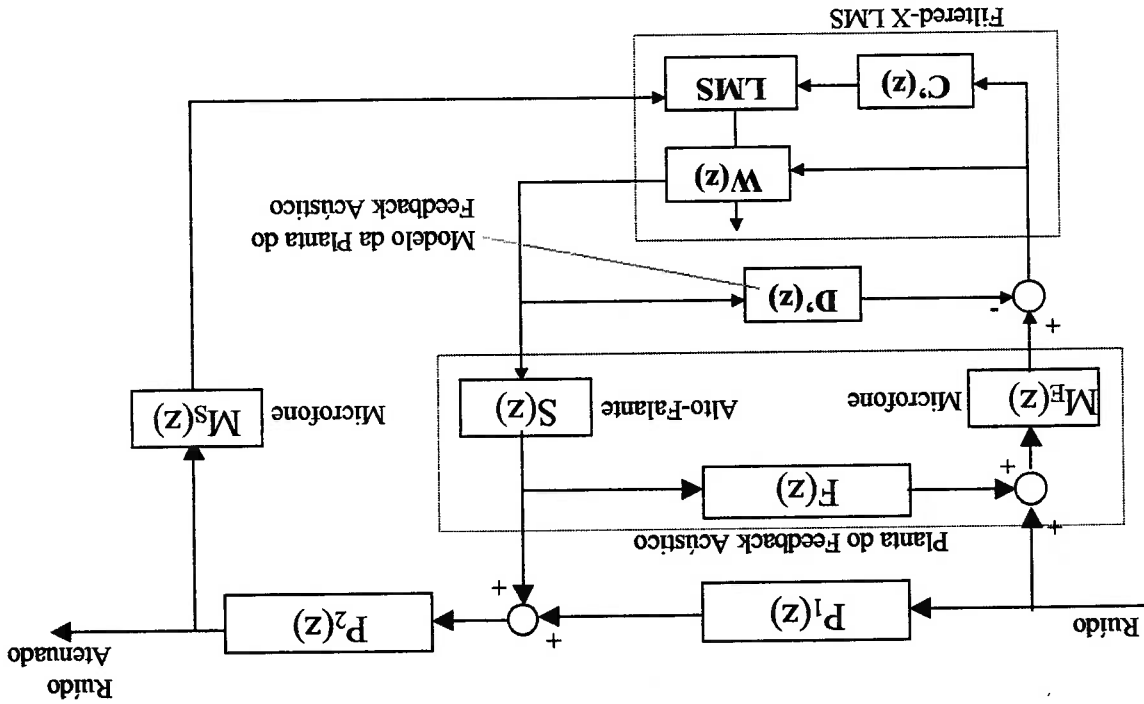


Figura 6.3 - Compensação do Feedback Acústico

A segunda forma de compensar o feedback acústico é deixar a compensação por conta do próprio algoritmo de controle. Para isto, o filtro adaptativo deverá ser

preferencialmente um filtro IIR, já que a sua saída $y(k)$ dependerá tanto das entradas $x(k-i)$ quanto das saídas anteriores $y(k-1)$. O filtro IIR poderá ser um filtro transversal ou um filtro *lattice*, sendo que para o filtro *lattice* a estabilidade é mais fácil de ser garantida.

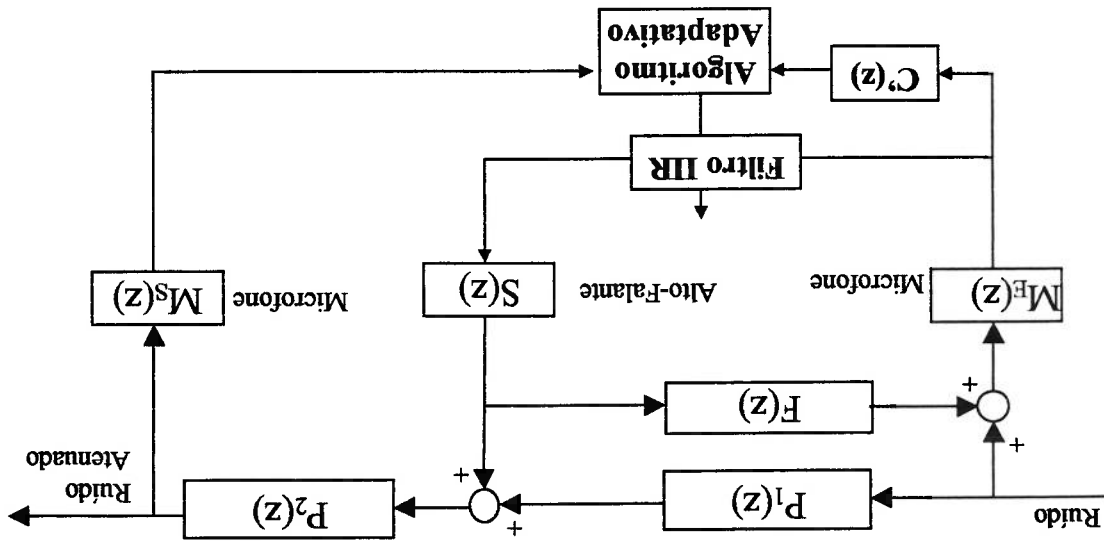


Figura 6.4 - Compensação do Feedback Acústico por filtro IIR

6.2. Modelagem da Planta

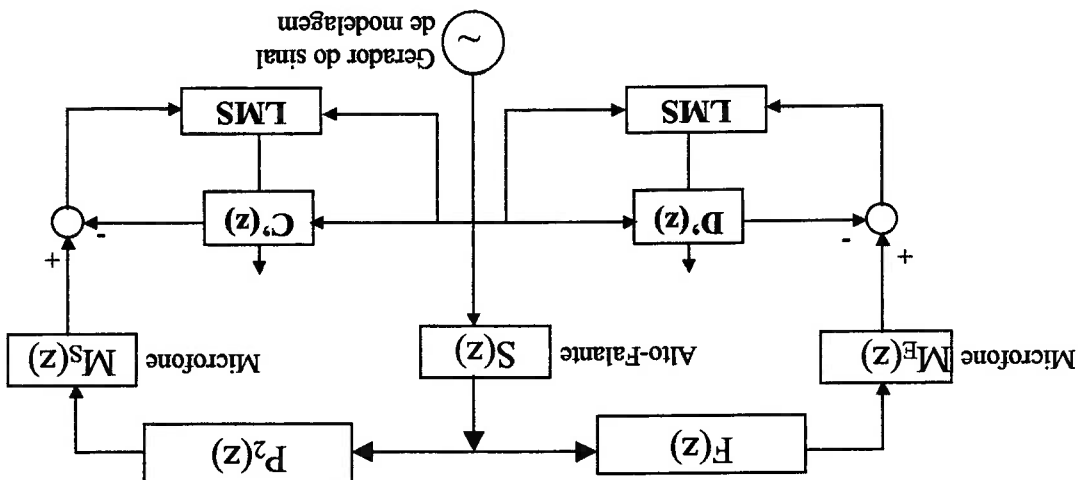
Os modelos $C'(z)$ e $D'(z)$ usados para compensar os efeitos da planta de erro e do feedback acústico podem ser gerados através do uso de algoritmos adaptativos. O modelamento pode ser executado *off-line*, isto é, antes de o sistema de controle ser posto para funcionar, ou *on-line*, durante o funcionamento do sistema. Em ambos os casos, o princípio de modelagem é o mesmo. São utilizados 2 filtros adaptativos LMS que recebem como entrada o sinal de alto-falante e cujas saídas são comparadas aos sinais dos microfones. Os filtros tentam ajustar os coeficientes dos modelos de forma a aproximar ao máximo a saída deles com as da planta. A figura a seguir mostra o esquema de modelagem.

instável. rodando junto com o algoritmo de controle aumenta as chances de o sistema se tornar justamente eliminar ruídos. Além disso, a introdução de mais um algoritmo adaptativo cálculos e a introdução de um ruído a mais na planta, quando o objetivo do sistema é nas condições de operação. As desvantagens são a necessidade de maior quantidade de vantagem do modelamento *on-line* é que ele torna o sistema mais tolerante a mudanças características da planta que venham a ocorrer durante o tempo de operação. A em paralelo com o algoritmo de controle, e os modelos acompanharão as mudanças de Se o modelamento for feito *on-line*, o algoritmo de modelagem será executado tempo de operação.

mudanças que porventura venham a ocorrer nas características do sistema durante o modelamento é feito só uma única vez, os modelos não podem ser ajustados às gravados para uso posterior, no algoritmo de controle do sistema. Neste caso, como o Se o modelamento for feito *off-line*, os coeficientes de $C'(z)$ e $D'(z)$ deverão ser

funções de transferência semelhantes às da própria planta. mais rápida do algoritmo adaptativo. Após a convergência, os filtros $D'(z)$ e $C'(z)$ terão excitar a planta em todas as frequências possíveis e para permitir uma convergência O sinal usado para a modelagem deve ser de preferência um ruído branco, para

Figura 6.5 - Modelagem da planta



7. SIMULAÇÕES

Este capítulo trata das simulações que foram feitas para testar o desempenho dos algoritmos adaptativos no controle ativo de ruídos. O primeiro item do capítulo descreve o modelo usado nas simulações. Os itens seguintes descrevem os resultados obtidos para cada tipo de algoritmo.

7.1. Simulador

As simulações foram feitas usando como ferramentas os programas MATLAB e Simulink. O MATLAB é um programa de computação numérica de uso bastante difundido, e que foi usado neste trabalho para analisar os resultados obtidos das simulações e dos ensaios experimentais. O Simulink é uma ferramenta de modelagem e simulação de sistemas dinâmicos integrada ao MATLAB, que foi usada para criar o modelo da planta e executar as simulações.

Uma característica importante do Simulink é o fato de ele possuir uma interface gráfica, que facilita a criação e visualização dos modelos. Na figura abaixo, copiada diretamente da janela do Simulink, é mostrado o modelo usado nas simulações da planta.

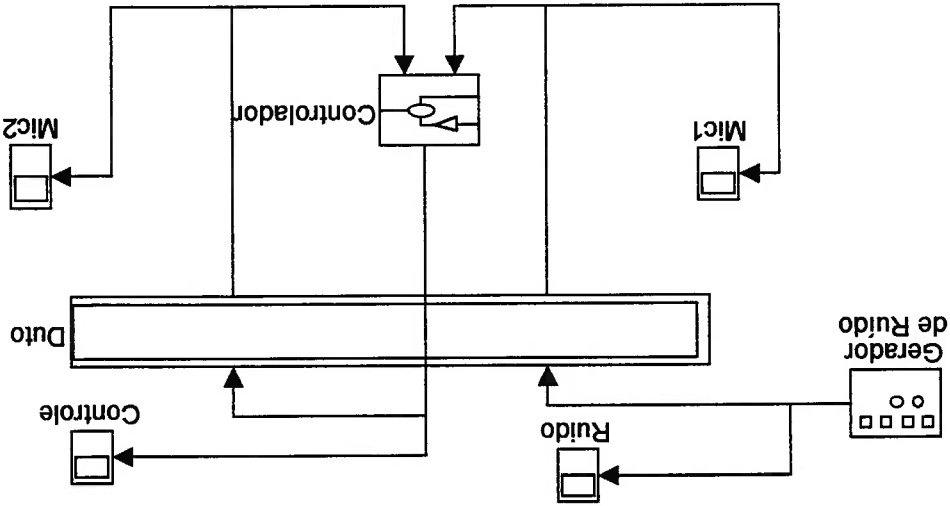


Figura 7.1 – Modelo da planta no Simulink.

O bloco denominado 'Duto' representa um duto com dois alto-falantes e dois microfones. Ele possui duas entradas, referentes aos sinais enviados aos alto-falantes, e duas saídas, com as leituras dos microfones. Dentro do bloco estão encapsuladas as

funções de transferência a dinâmica acústica do duto, que serão detalhadas mais adiante.

O bloco 'Gerador de Ruído' é a fonte de sinal que alimenta o alto-falante gerador de ruído. O bloco pode gerar ondas senoidais, quadradas, retangulares ou ruído branco. Varias frequências e tipos de onda foram usados nas simulações.

Os blocos 'Ruído', 'Mic1', 'Mic2' e 'Controle' estão associados a janelas para visualização dos sinais da planta.

O bloco 'Controlador' nada mais é do que o filtro adaptativo responsável pelo controle da planta. O bloco possui duas entradas para os sinais dos microfones e uma saída para o alto-falante de controle. A lógica interna deste bloco é aquela descrita no capítulo 6, incluindo o tratamento do feedback acústico e da planta de erro. Nas simulações foram testados alguns dos filtros adaptativos citados no capítulo 3.

Dentro do bloco 'Duto' é que está contida a parte mais complexa do modelo. O duto foi modelado com base na equação (4.34), que relaciona a pressão sonora medida em um microfone com a pressão gerada pelo alto-falante em um duto finito.

$$p_y(x,t) = \frac{1 - R_0 \cdot R_L \cdot e^{-i(\omega/c) \cdot 2L}}{\left(e^{-i(\omega/c)|x-y|} + R_0 \cdot e^{-i(\omega/c)(x+y)} + R_L \cdot e^{-i(\omega/c)(2L-x-y)} + R_0 \cdot R_L \cdot e^{-i(\omega/c)(2L-|x-y|)} \right)} p_x(t) \quad (4.34)$$

onde x = posição do microfone

y = posição do alto-falante

L = comprimento do duto

c = velocidade do som

ω = frequência do som em rad/s

R_0 = coef. de reflexão na extremidade $x=0$

R_L = coef. de reflexão na extremidade $x=L$

Lembrando que esta equação foi deduzida como uma soma de atrasos e ganhos, e assumindo que R_0 e R_L são constantes com valor real, podemos convertê-la para a forma de diagrama de blocos, como mostrado a seguir.

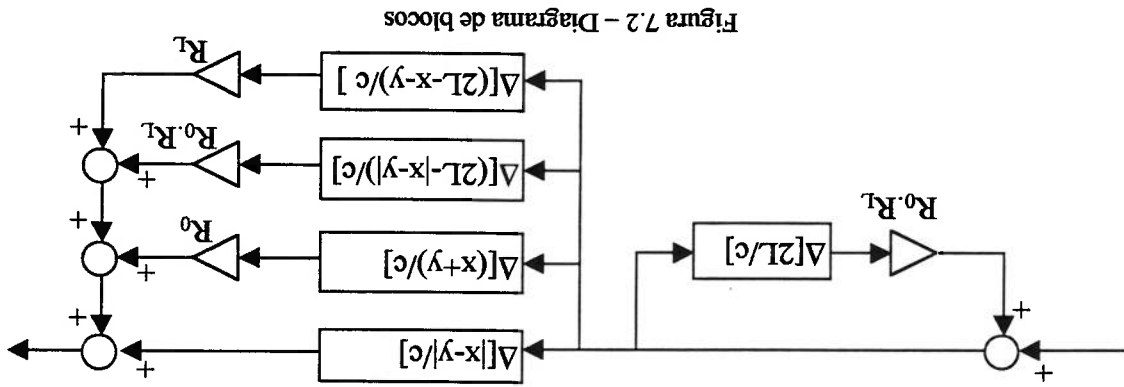


Figura 7.2 – Diagrama de blocos

No diagrama, os retângulos representam os atrasos e os triângulos representam os ganhos. O bloco de atraso $2L/c$, que atua na forma de realimentação, serve para reproduzir o efeito das reflexões múltiplas do som nas extremidades do duto.

O modelo do duto no simulador foi criado a partir da combinação de quatro conjuntos de blocos análogos aos da figura acima, cada um referente a um par alto-falante/microfone.

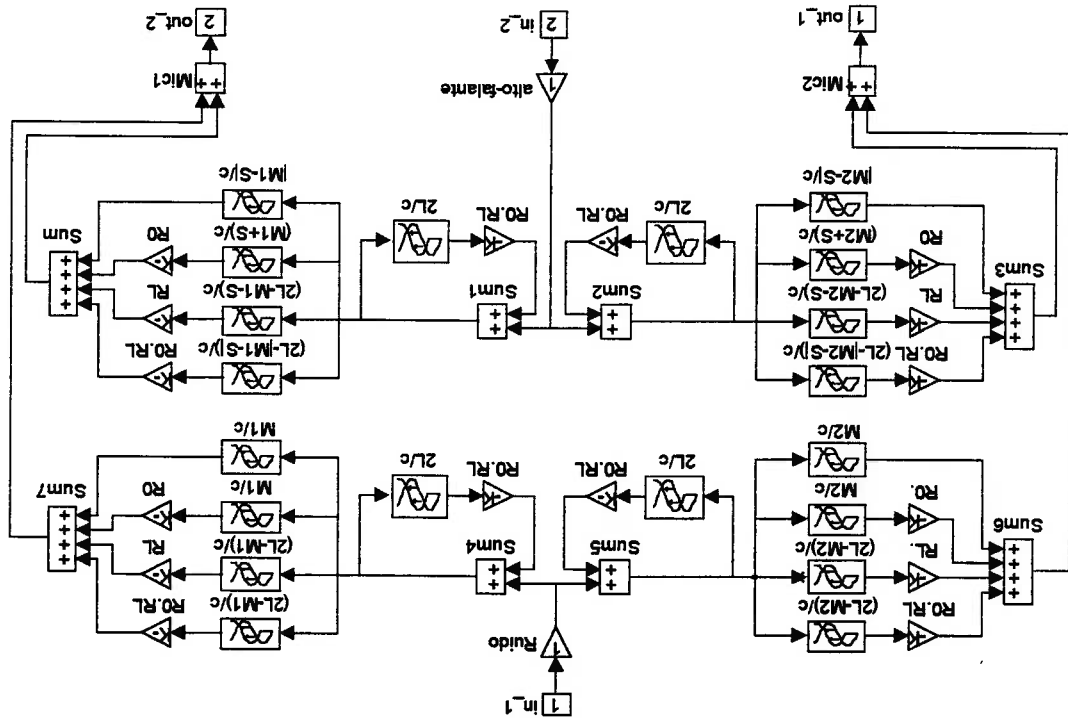


Figura 7.3 – Modelo do Duto no Simulink

Neste modelo, os retângulos também representam os atrasos e os triângulos, os ganhos. O modelo assume que a fonte de ruído se situa na posição $x=0$, e é parametrizado pelas variáveis:

$c = 340$ (velocidade do som em m/s)
 $L = 5$ (comprimento do duto em metros)
 $M1 = 0,51$ (posição do microfone de entrada em metros)
 $M2 = 3,49$ (posição do microfone de erro em metros)
 $S = 2,50$ (posição do alto-falante de controle em metros)
 $R0 = 0,7$ (coef. de reflexão na extremidade $x=0$)
 $RL = -0,7$ (coef. de reflexão na extremidade $x=L$)

Os valores positivo de $R0$ e negativo de RL correspondem a extremidade fechada em $x=0$ e aberta em $x=L$.

As curvas de resposta em frequência deste modelo são semelhantes àquelas levantadas no item 5.2.1, para duto aberto. As frequências de ressonância são as mesmas, mas o ganho é sempre limitado e não atinge o infinito nos pontos de ressonância.

Os sinais tratados dentro do bloco 'Duto' se referem às ondas de pressão do som, que têm como unidade o mPa. Já o filtro adaptativo usa números reais, sem dimensão física. A conversão entre estas grandezas é feita pelas funções de transferência dos alto-falantes e microfones. Essas funções foram simplificadas para forma de ganhos de valor unitário, que simplesmente fazem a conversão de 1mPa para 1 adimensional.

7.2. Procedimento de Simulação

O objetivo das simulações foi testar o desempenho dos algoritmos adaptativos em diferentes condições de operação da planta. Para isto, foram executados os seguintes ensaios:

a) Resposta no tempo para tom puro

Foram feitas 2 ou 3 simulações para cada algoritmo, usando como ruído um som de tom puro (uma senóide). As simulações duram 2 segundos, e durante este período são coletadas todas as leituras feitas pelo microfone na saída do duto. O objetivo é mostrar a forma como o algoritmo converge e como a atenuação do ruído progride em função do tempo.

Para cada simulação são plotados 2 gráficos. O primeiro mostra o sinal medido no microfone e o segundo, a atenuação do ruído em decibéis em função do tempo.

b) Varredura de frequências

Para verificar como a frequência do ruído influi no desempenho do sistema, é feita uma série de simulações nas quais é injetado um tom puro como ruído da planta e medida a atenuação após 2 segundos de execução do algoritmo. As frequências do ruído variam de 50 a 600 Hz, em intervalos de 2 Hz. Com os resultados das simulações, são plotados os gráficos $\text{Atenuação} \times \text{Frequência}$.

c) Dois tons puros (duas senóides)

A soma de dois tons puros (senóides) de frequências e amplitudes distintas é usada como ruído da planta. São feitas de 10 a 16 simulações com duração fixa de 2 segundos e frequências de ruído variando. Em cada simulação é feito o cálculo da atenuação em decibéis nas 2 frequências do ruído, para verificar se os 2 tons puros são atenuados da mesma forma. Os resultados são organizados na forma de tabela.

Para verificar como o espectro de frequência do ruído evolui ao longo do tempo, é feita uma segunda série de simulações. Desta vez, as frequências e amplitudes das duas senóides são mantidas fixas e o tempo de execução do algoritmo é que varia, de 0 a 2 segundos. Ao final de cada simulação, é gerado o gráfico da FFT (*fast Fourier*

transform) do ruído atenuado. A comparação entre os gráficos mostra se os dois componentes de frequência são atenuados simultaneamente.

d) Banda larga

São feitas 11 simulações, usando ruídos com largura de banda de 50, 100 e 550 Hz. As simulações têm duração de 2 segundos. Os resultados são apresentados na forma de uma tabela, com a atenuação em decibéis para cada faixa de frequências.

e) Estabilidade

Além dos ensaios já citados acima, são feitos também alguns testes de estabilidade dos algoritmos. Estes testes não seguem nenhuma sistemática pré-definida, e o objetivo deles é encontrar, por tentativa e erro, algumas situações nas quais o sistema deixa de ser estável. Como não foi usada metodologia, os resultados serão descritos somente de forma qualitativa e sem apresentação de resultados numéricos ou gráficos.

Exemplos de alguns dos testes efetuados:

- Trocar diversas vezes a frequência do ruído ao longo da simulação, e verificar se o algoritmo se mantém estável e continua convergindo.
- Deixar o algoritmo rodar por um tempo indefinidamente longo, para verificar se ele se mantém estável.

7.3. Resultados com o Algoritmo Filtered-X LMS

Todas as simulações foram feitas usando uma única configuração do algoritmo Filtered-X LMS normalizado. O algoritmo foi elaborado para tratar o feedback acústico e a planta de erro, seguindo o esquema proposto no capítulo 6 e repetido na figura abaixo.

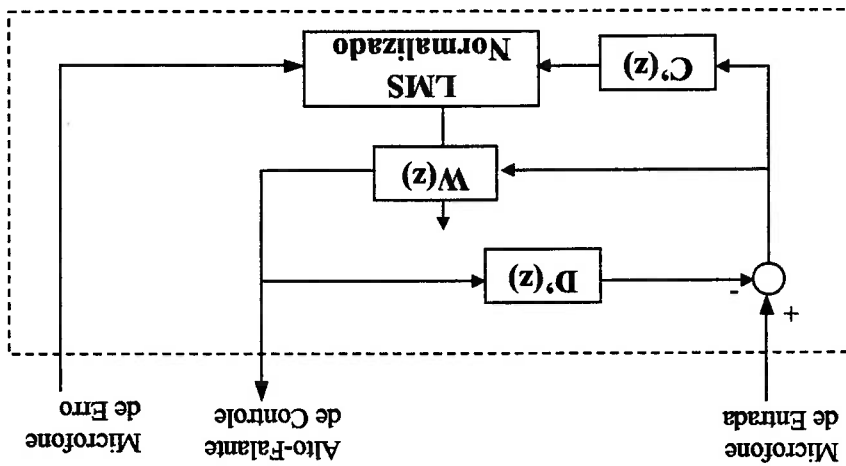


Figura 7.4 – Filtered-X LMS

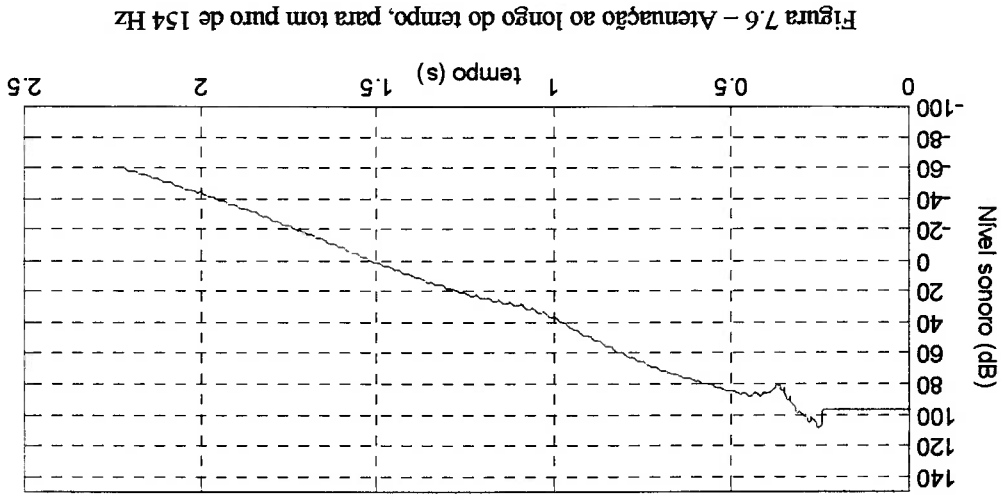
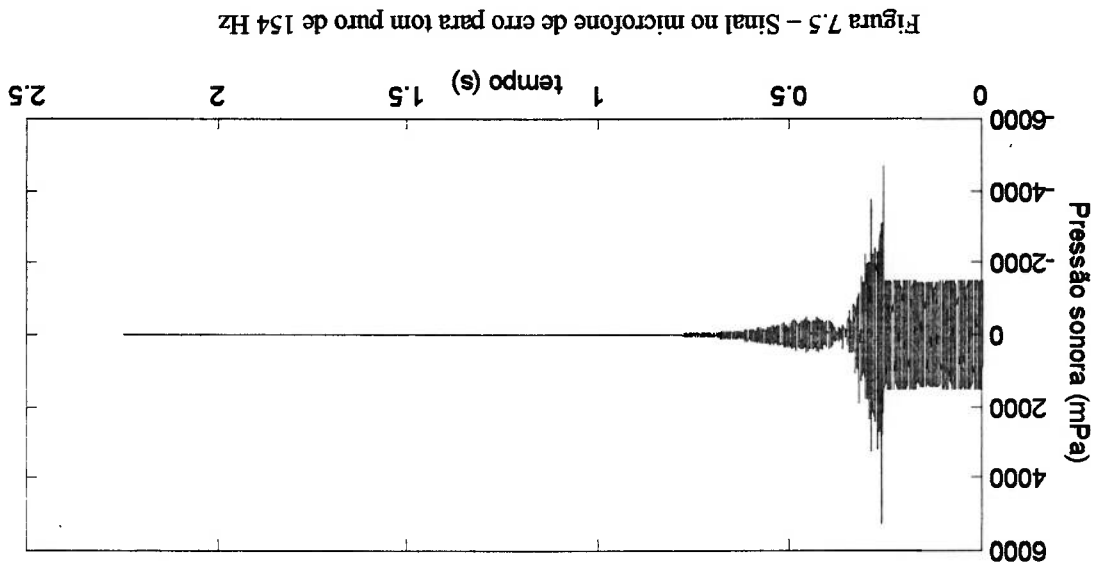
A parametrização do algoritmo foi a seguinte:

- ordem de C' e D' = 600
- C' e D' obtidos através de modelamento off-line
- ordem de W = 200
- constante de convergência $\mu = 0.0001$
- frequência de amostragem do algoritmo = 4000 Hz

7.3.1. Resposta no tempo para Tom Puro

Para ilustrar a forma como o algoritmo converge foram feitas 3 simulações, com ruídos de frequência 154 Hz, 310 Hz e 548 Hz e amplitude de pressão sonora de 1000 mPa. O sistema de controle começa a atuar no instante $t = 0,25$ s. Os resultados são mostrados nos gráficos a seguir.

Ruído de 154 Hz



Ruído de 310 Hz

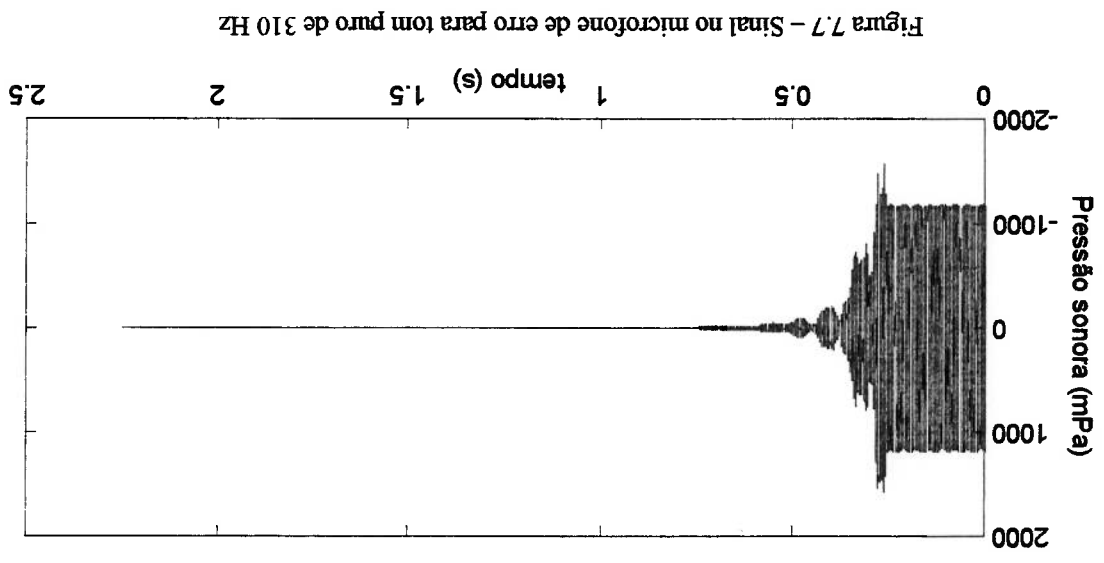


Figura 7.7 - Sinal no microfone de erro para tom puro de 310 Hz

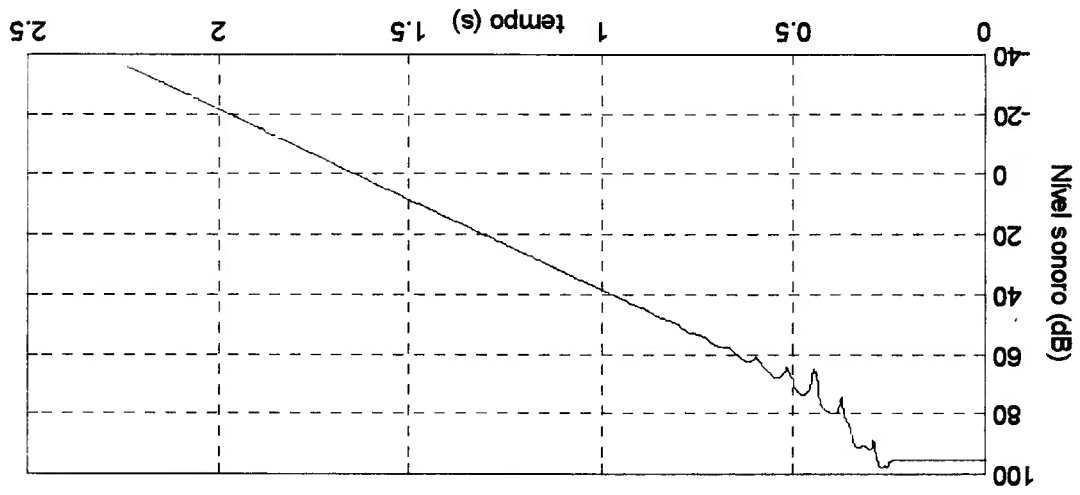


Figura 7.8 - Atenuação ao longo do tempo, para tom puro de 310 Hz

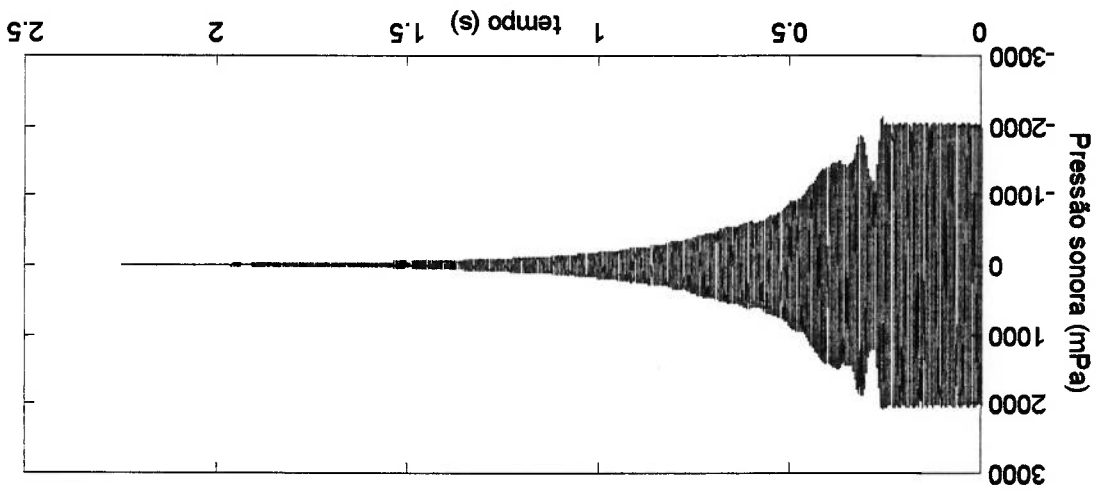


Figura 7.9 – Sinal no microfone de erro para tom puro de 548 Hz

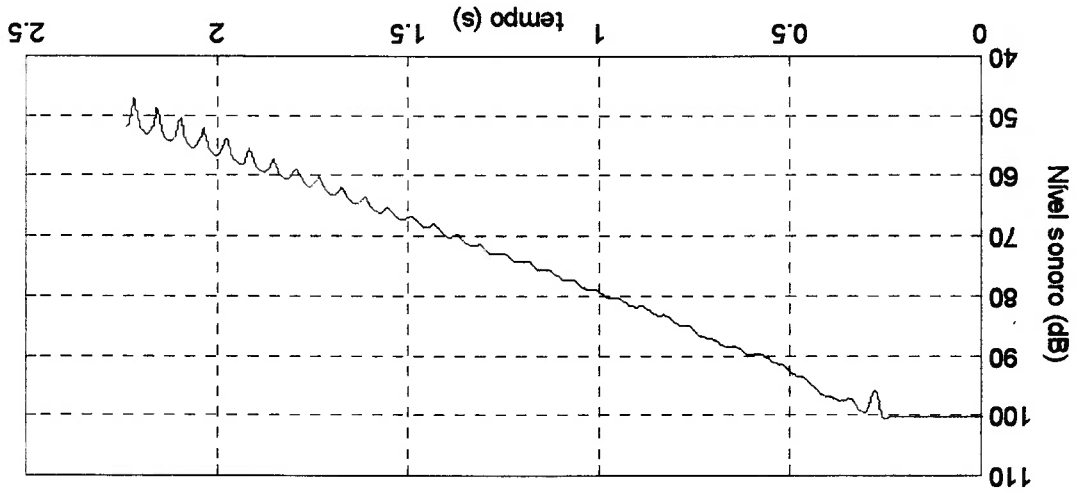


Figura 7.10 – Atenuação ao longo do tempo, para tom puro de 548 Hz

Nos três gráficos, pode-se notar uma oscilação no nível do ruído nos instantes iniciais de atuação do algoritmo, na qual o ruído chega até a aumentar um pouco de intensidade. Logo em seguida, o nível de ruído começa a cair linearmente, em uma taxa praticamente constante em todo o período da simulação.

A taxa de redução varia com a frequência do ruído. No melhor caso, o do ruído de 154 Hz, a atenuação foi de quase 160 dB em 2 segundos; no pior caso, o de 548 Hz, a atenuação foi de 50 dB.

Um atenuação de 160 dB seria o equivalente a reduzir o nível de ruído de uma britadeira para abaixo do limite de audição humano. Obviamente, esta atenuação é

impossível se obter na prática, e só foi conseguida porque o simulador opera em condições ideais.

7.3.2. Varredura de frequências

O gráfico abaixo mostra a atenuação do ruído em decibéis em função da frequência.

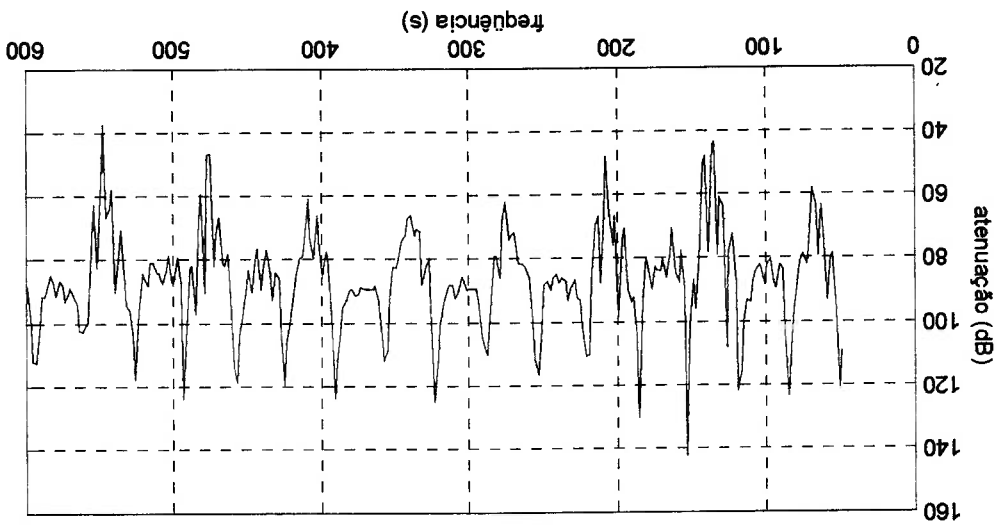


Figura 7.11 – Atenuação após 2 segundos, pelo algoritmo FXLMS, em função da frequência do ruído.

A atenuação média é de 90 dB. No melhor caso a atenuação supera 140 dB e no pior, fica por volta de 40 dB.

Deve-se lembrar que este gráfico mostra a atenuação obtida no instante $t=2s$, e não a máxima atenuação possível. Se a simulação continuar rodando por um tempo indefinido, a atenuação continuará a crescer até o limite permitido pela precisão aritmética do simulador. Portanto, a informação mais importante que o gráfico nos fornece é taxa de redução do ruído. Se na frequência de 300 Hz foi obtida uma atenuação de 90 dB em 2 segundos, isto indica uma taxa de redução de ruído de 45 dB/s.

Observando o gráfico, pode-se notar que picos de atenuação estão igualmente espaçados, e suas frequências coincidem com as frequências de ressonância do duto. Uma possível explicação para isto é de que nas frequências de ressonância a potência do

Nas 10 primeiras simulações, foram escolhidas frequências distantes para os dois tons, com diferença maior ou igual 50 Hz. Em todas essas simulações os tons foram

freqüência no ruído. tendem a convergir mais lentamente à medida que são adicionados mais componentes de conseguida no ensaio de varredura com tom puro. Isto mostra que o algoritmo LMS

A média das atenuações obtidas é de 33,4 dB, bem inferior à média de 90 dB atenuado em 56,9 decibéis, e o de 200 Hz foi atenuado em 13,5 decibéis. 200Hz e amplitude 2450 mPa. Após 2 segundos de simulação, o tom puro de 100 Hz foi senoidais, uma de frequência 100 Hz e amplitude 2800 mPa, e outra de frequência simulação (primeira linha da tabela), o ruído usado foi a soma de 2 ondas sonoras últimas a atenuação de cada frequência após 2 segundos. Por exemplo, na primeira As primeiras 4 colunas da tabela descrevem as características do ruído, e as duas

Tabela 7.1 - Atenuação de 2 tons puros pelo algoritmo Filtered-X LMS

Características do Ruído		Amplitude de onda (mPa)		Atenuação após 2s (dB)	
Frequência 1	Frequência 2	Frequência 1	Frequência 2	Frequência 1	Frequência 2
100	200	2800	2450	56,9	13,5
100	200	870	2450	42,3	84,1
200	300	2450	9880	0,7	33,3
200	300	2450	210	10,9	37,4
200	500	2450	2870	7,6	71,7
200	500	6220	2870	0,6	74,8
500	600	2870	2660	-1,3	59,2
500	600	2870	1330	15,6	56,7
400	450	3700	1280	38,9	2,3
400	450	1900	1430	43,7	18,7
200	210	1090	3580	32,8	25,8
300	310	480	900	17,3	18,2
400	410	1920	210	24,1	9,9
500	510	550	160	14,0	11,8

Foram feitas 14 simulações com ruídos de frequências e amplitudes de onda diferentes. Os resultados são mostrados na tabela abaixo.

7.3.3. Dois tons puros

convergência do algoritmo LMS normalizado. sinal medido nos microfones é maior, e quanto maior a potência do sinal, mais rápida a

atenuados de forma desigual, com uma diferença que variou de 25,0 dB a 74,2 dB. O algoritmo LMS atuou preferencialmente sobre um dos tons, como era esperado segundo a teoria apresentada no item 3.3. Ao contrário do que era esperado, porém, nem sempre o componente de frequência dominante foi o que sofreu maior atenuação. Em 4 das 10 simulações, foi o tom de menor amplitude o que sofreu maior atenuação.

Nas 4 últimas simulações, foram escolhidos tons puros com frequências bastante próximas, com diferença de somente 10 Hz. Neste caso, a diferença de atenuação entre os dois tons foi menor, 14,2 dB no caso extremo.

Os gráficos abaixo mostram a evolução do espectro de frequência, durante a atenuação de 2 tons puros de 200 Hz e 400 Hz pelo algoritmo LMS normalizado.

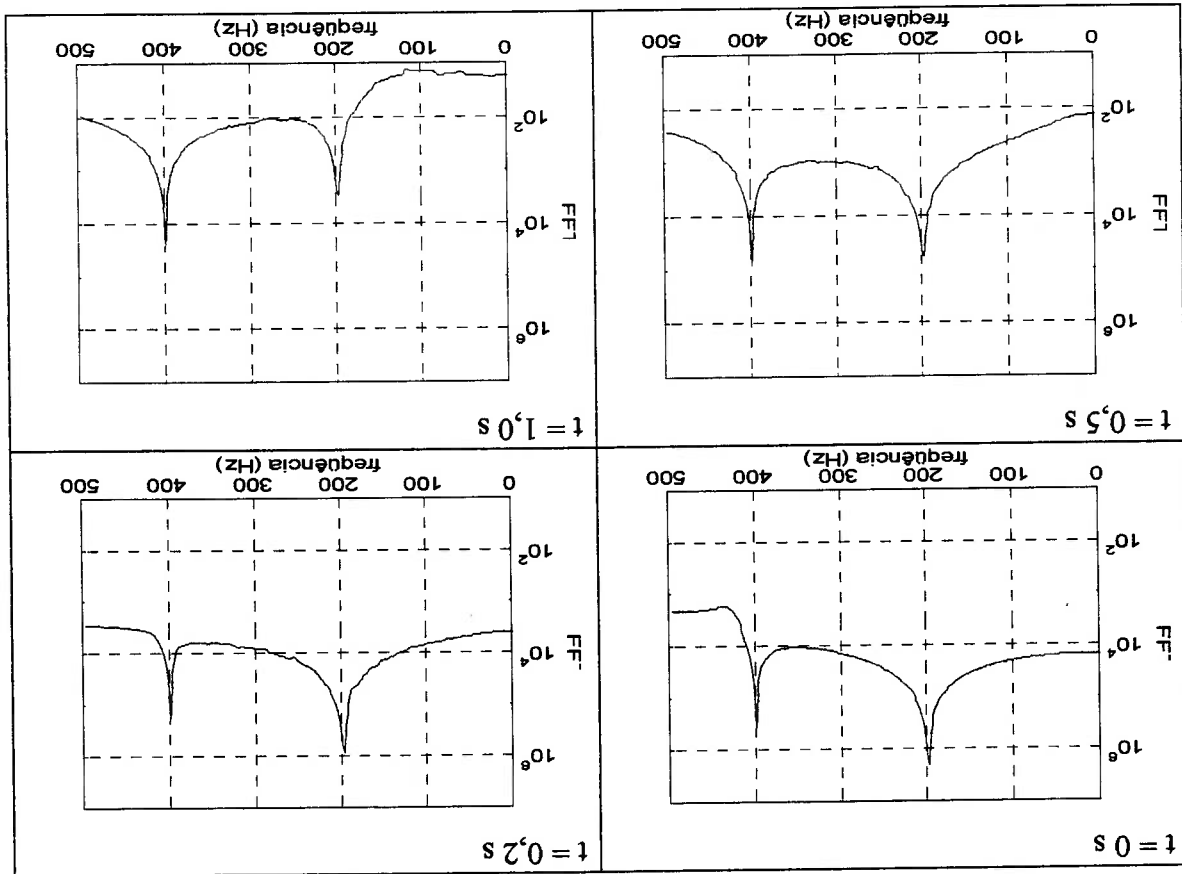


Figura 7.12 – Evolução do espectro de frequência, em simulação com o algoritmo Filtered-X LMS.

No período de 1 segundo, a amplitude da senóide de frequência 200 Hz foi reduzida em quase 1000 vezes, o que corresponde a uma atenuação de 60 dB. Já a senóide de 400 Hz foi reduzida somente 10 vezes, ou 20 dB.

A estabilidade do algoritmo LMS foi testada de duas formas. Na primeira, foram feitas algumas simulações com tipos de ruído variados e tempo de simulação de 120 segundos. O objetivo foi verificar se o algoritmo se mantém estável em períodos longos. Em todas as simulações, o algoritmo se manteve estável.

O segundo teste consistiu em trocar diversas vezes a frequência do ruído ao longo do tempo de simulação, e verificar se o algoritmo consegue acompanhar as mudanças. Na grande maioria dos testes, o algoritmo se manteve estável e foi capaz de se manter atenuando o ruído, mas com uma taxa de redução mais lenta. Em alguns testes, porém, em que a frequência foi trocada 4 ou 5 vezes num tempo curto, o algoritmo se tornou instável, passando a amplificar o ruído.

7.3.5. Estabilidade

A média de atenuação é de 4,3 dB, bem inferior àquelas obtidas nos ensaios com 1 tom puro ou 2 tons puros.

Tabela 7.2 - Atenuação de ruído de banda larga pelo algoritmo Filtered-X LMS

Faixa de frequência (Hz)	Atenuação após 2 segundos (dB)
100 a 150	1,85
200 a 250	3,59
300 a 350	5,66
400 a 450	9,37
500 a 550	3,33
100 a 200	1,93
200 a 300	6,60
300 a 400	5,79
400 a 500	2,57
500 a 600	3,31
50 a 600	3,37

larga.

A tabela abaixo mostra os resultados das 11 simulações com ruídos de banda

7.3.4. Banda Larga

7.4. Resultados com o Algoritmo RLS

Todas as simulações foram feitas usando uma única configuração do algoritmo RLS exponencialmente ponderado. Para tratar o feedback acústico e a planta de erro, o algoritmo foi modificado para funcionar de forma semelhante ao Filtered-X LMS, como mostra a figura abaixo.

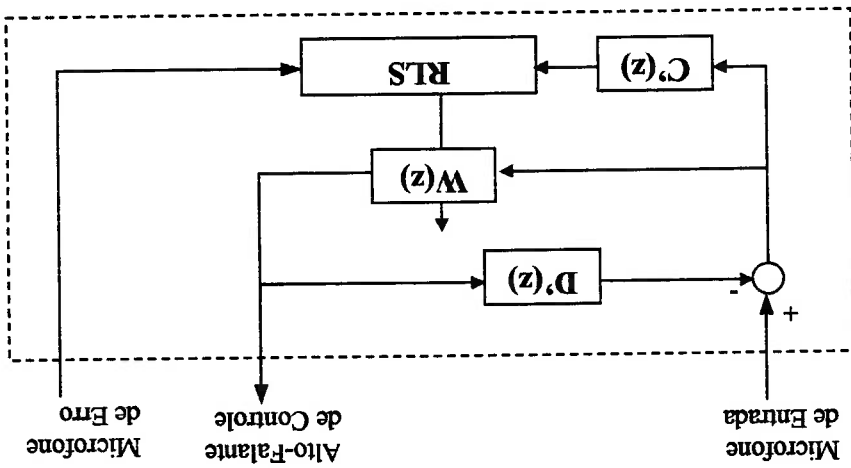


Figura 7.13 - Filtered-X RLS

A parametrização do algoritmo foi a seguinte:

- ordem de C' e D' = 600
- C' e D' obtidos através de modelamento off-line
- ordem de W = 100
- constante de convergência: $\lambda = 0.995$
- diagonal da matriz R^{-1} : $\delta^{-1} = 10^{-12}$
- frequência de amostragem do algoritmo = 4000 Hz

7.4.1. Resposta no tempo para Tom Puro

Para mostrar a forma como o algoritmo converge foram feitas 2 simulações, com ruídos de frequência 210 Hz e 300 Hz e amplitude de pressão sonora de 1000 mPa. O sistema de controle começa a atuar no instante $t = 0,25$ s.

A primeira simulação mostra um caso em que o sistema se tornou instável, e a

segunda, um caso em que ele se manteve estável. Os resultados são mostrados nos

gráficos a seguir.

Ruído de 210 Hz

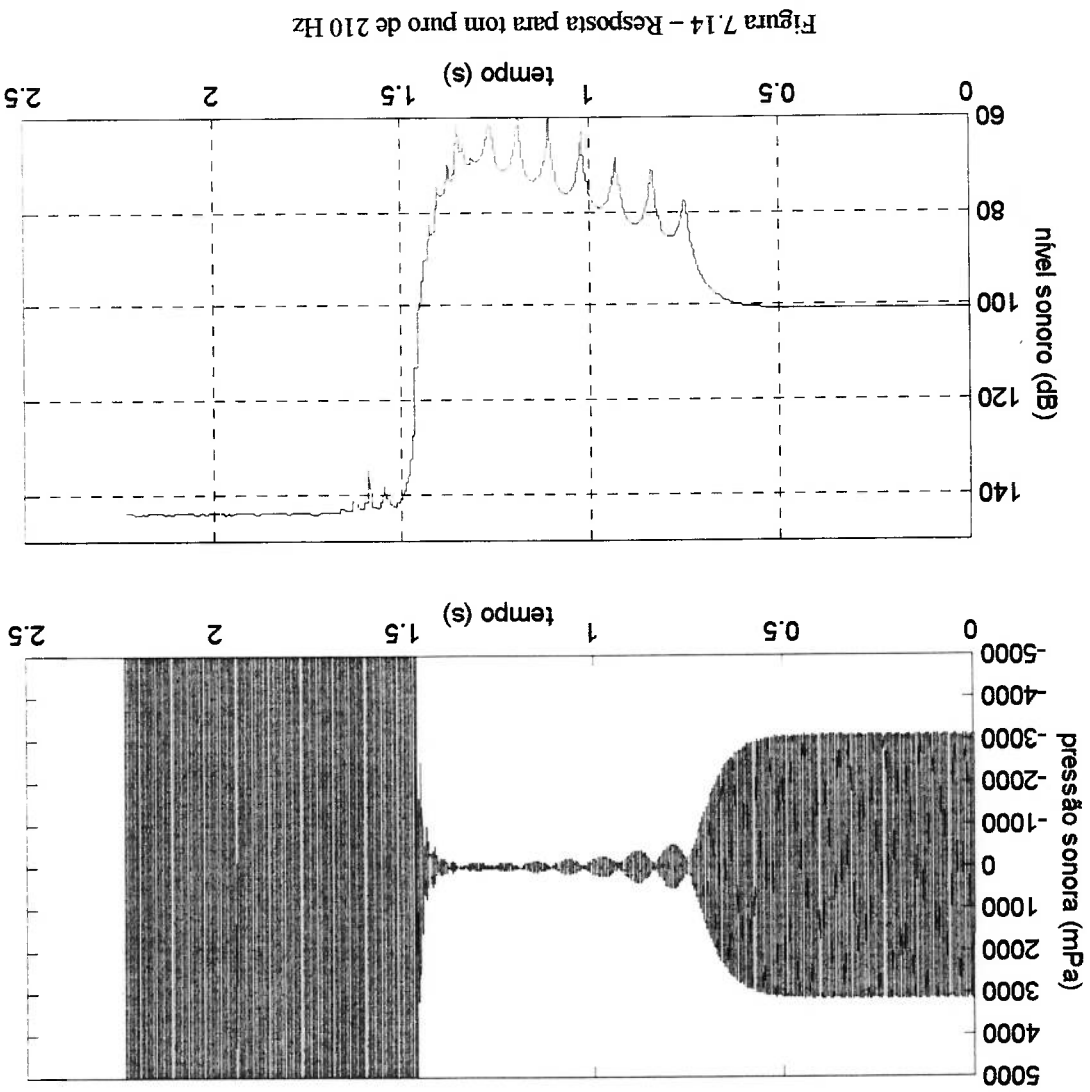


Figura 7.14 – Resposta para tom puro de 210 Hz

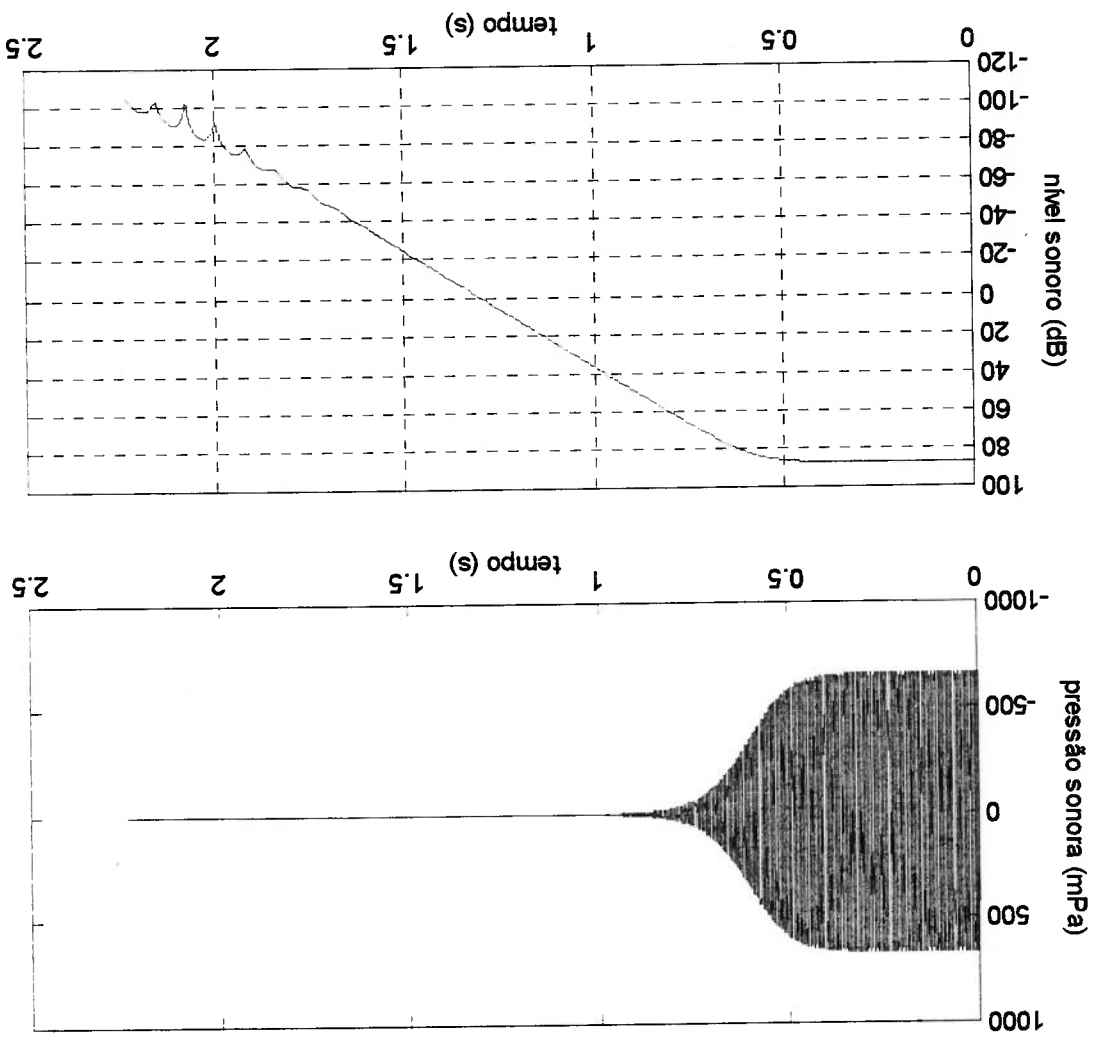


Figura 7.15 – Resposta para tom puro de 300 Hz

Observa-se que o algoritmo RLS demora um certo tempo para começar a atenuar o ruído. Nas duas simulações, o algoritmo começou a rodar no instante $t = 0,25s$, e somente a partir do instante $t = 0,5s$ é que o ruído começou a ser atenuado. Na primeira simulação, a redução máxima do ruído foi de 30 dB, obtida no instante $t = 1,3s$. A partir deste instante, o sistema se tornou instável e passou a gerar ruído ao invés de atenuá-lo. Na segunda simulação, o algoritmo se manteve estável durante os 2 segundos de teste. O nível de ruído decresceu linearmente, a uma taxa de 90 dB/s.

7.4.2. Varredura de frequências

O gráfico abaixo mostra os resultados obtidos no ensaio de varredura de frequências. As descontinuidades do gráfico indicam intervalos de frequência nos quais o algoritmo deixou de ser estável. Todas as simulações duraram 2 segundos.

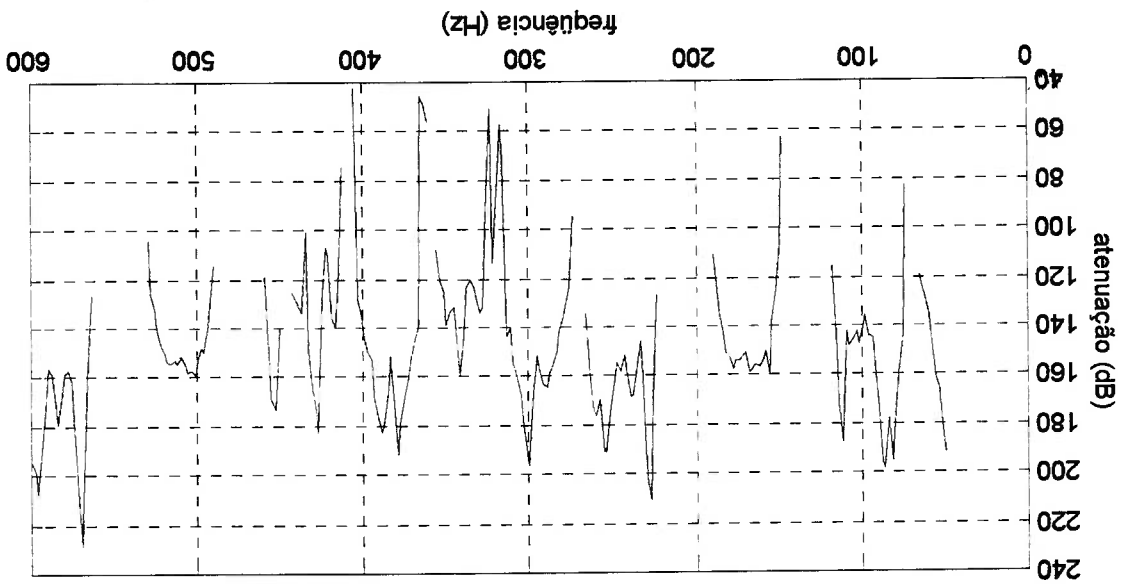


Figura 7.16 – Atenuação após 2 segundos, pelo algoritmo RLS, em função da frequência do ruído.

A atenuação média obtida com o RLS foi de 140 dB, bem superior à média de 90 dB conseguida com o LMS normalizado. Por outro lado, o RLS se revelou instável em diversas faixas de frequência, nas quais ele passou a gerar mais ruído ao invés de atenuá-lo.

7.4.3. Dois tons puros

Foram feitas 16 simulações com ruídos de frequências e amplitudes de onda diferentes. Duas simulações foram feitas usando a frequência de 200 Hz, que foi identificada no ensaio de varredura de frequências como sendo uma frequência na qual o algoritmo é instável. Nas demais simulações foram evitadas frequências que geram instabilidade. Os resultados são mostrados na tabela a seguir.

Como era de se esperar, os dois testes feitos com a frequência de 200 Hz resultaram em instabilidade do algoritmo.

A média das atenuações obtidas nos demais testes foi de 129,7 dB, próxima à média de 140 dB conseguida no ensaio de varredura com tom puro. Isto é um indicador de que a adição de mais componentes de frequência no ruído não afeta de forma significativa a convergência do algoritmo RLS.

Na maioria dos testes, o algoritmo RLS atenuou os 2 tons de forma desigual. A diferença entre as atenuações variou de 0,1dB a 52,1dB, e na maioria das vezes o tom de maior amplitude foi o que sofreu maior atenuação.

Tabela 7.3 - Atenuação de 2 tons puros pelo algoritmo RLS

Características do Ruído		Amplitude de pressão (mPa)		Atenuação após 2s (dB)	
Frequências (Hz)	Frequência 1	Frequência 2	Frequência 1	Frequência 2	Frequência 2
50	100	4620	1770	143,4	134,6
50	100	4620	180	146,7	113,8
100	150	1770	940	75,4	75,3
100	150	1770	80	54,3	30,0
100	200	1770	1580	instável	instável
100	200	1770	140	instável	instável
100	300	1770	650	149,3	158,6
100	300	1770	50	149,0	136,1
300	400	650	2420	166,8	142,3
300	400	650	230	172,1	120,0
400	500	2420	1780	135,4	143,2
400	500	2420	160	135,6	121,4
100	500	1770	1780	145,2	154,7
100	500	1770	180	147,4	130,1
300	350	630	2040	141,3	129,4
300	350	660	190	154,5	127,2

7.4.4. Banda Larga

A tabela abaixo mostra os resultados das 11 simulações com ruídos de banda

larga.

Faixa de frequência (Hz)	Atenuação (dB)
100 a 150	instável
200 a 250	instável
300 a 350	instável
400 a 450	instável
500 a 550	instável
100 a 200	instável
200 a 300	instável
300 a 400	instável
400 a 500	instável
500 a 600	instável
50 a 600	instável

Tabela 7.4 - Atenuação de ruído de banda larga pelo algoritmo RLS

Em todas as simulações o algoritmo se tornou instável. Isto se justifica pelo fato de as faixas de frequência do ruído se sobreporem às faixas de instabilidade do algoritmo, identificadas no ensaio de varredura.

7.4.5. Estabilidade

A estabilidade do algoritmo RLS foi testada da mesma forma que a do algoritmo LMS.

No primeiro teste, foram feitas algumas simulações com tipos de ruído variados e tempo de simulação de 120 segundos, para verificar se o algoritmo se mantém estável em períodos longos. O algoritmo falhou em todos os testes, se mantendo estável no máximo por 17 segundos.

O segundo teste consistiu em trocar diversas vezes a frequência do ruído ao longo do tempo de simulação, e verificar se o algoritmo consegue acompanhar as mudanças. Em quase todos os testes, o algoritmo se tornou instável logo após primeira troca de frequência.

8. ENSAIOS NA PLATAFORMA EXPERIMENTAL

8.1. Procedimento experimental

Os ensaios experimentais seguiram o mesmo procedimento usado nas simulações. Foram testados 3 tipos de ruído (tom puro, 2 tons puros, banda larga), e os resultados foram organizados na forma de gráficos e tabelas.

a) Varredura de frequências

O alto-falante de geração de ruído foi alimentado com sinais senoidais provenientes de um gerador de funções. Foi feita uma série de ensaios com duração de 15 segundos e frequência variando entre 50 e 500 Hz. No início e no final de cada ensaio, foram coletadas 2048 amostras do sinal do microfone de erro, para o cálculo da atenuação. Com os resultados dos ensaios, foram traçados os gráficos Atenuação × Frequência.

b) Dois tons puros

A geração dos dois tons puros foi feita usando a placa ADC64, a mesma onde roda o algoritmo de controle. Uma das saídas analógicas da placa alimentou o alto-falante gerador de ruído e a outra o alto-falante de controle.

Foram feitos de 10 a 16 ensaios com duração fixa de 30 segundos e frequências de ruído diversas. No início e no final de cada ensaio, foram coletadas 2048 amostras do ruído no microfone de erro, e calculada a atenuação para cada tom. Foi feito também o ensaio para medir a evolução do espectro de frequência do ruído ao longo do tempo. O tempo de execução dos ensaios variou de 0 a 30 segundos, e ao final de cada ensaio foram coletadas 2048 amostras do ruído atenuado para o cálculo das FFTs.

c) Banda larga

Foram feitos 11 ensaios, usando ruídos com as mesmas larguras de banda das simulações. Os ensaios tiveram duração de 60 segundos, e a fonte de ruído também foi a placa ADC64.

d) Estabilidade

- Foram executados os mesmos testes de estabilidade usados nas simulações:
- Diversas trocas de frequência de ruído ao longo do tempo de ensaio.
 - Deixar o algoritmo rodar por um tempo indefinidamente longo.

8.2. Resultados com o Algoritmo Filtered-X LMS

A configuração do algoritmo Filtered-X LMS normalizado usada nos ensaios experimentais foi a mesma das simulações. A parametrização do algoritmo foi a seguinte:

- ordem de C' e D' : 200
- C' e D' obtidos através de modelamento off-line
- ordem de W : 200
- constante de convergência: $\mu = 0,00003$
- frequência de amostragem do algoritmo: 4000 Hz
- precisão de cálculo: 32 bits com ponto flutuante

8.2.1. Varredura de frequências

As atenuações obtidas são mostradas no gráfico abaixo. A duração dos ensaios foi de 15 segundos.

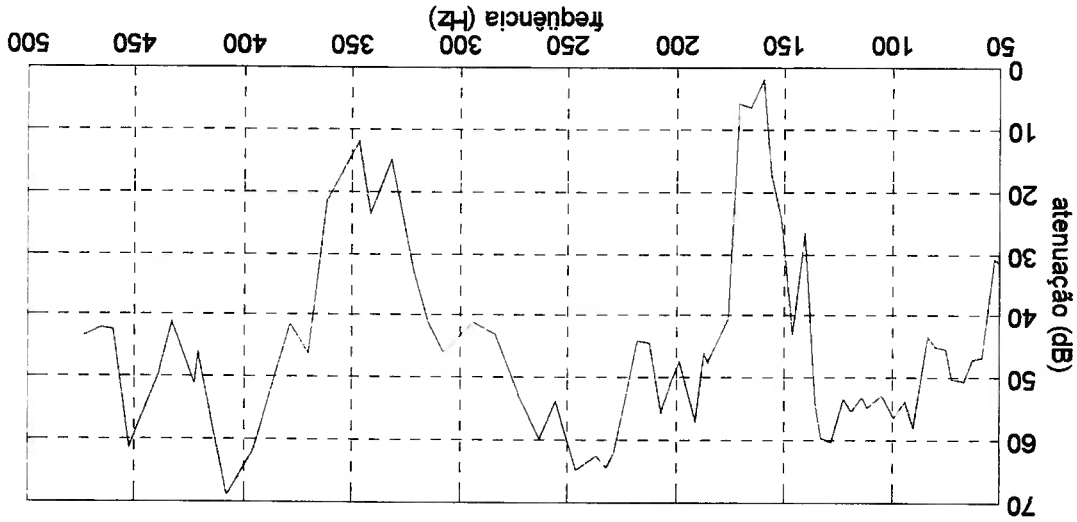


Figura 8.1 – Atenuação após 15 segundos, pelo algoritmo Filtered-X LMS.

Em todos os ensaios, o algoritmo parou de convergir antes dos 15 segundos. Portanto, as atenuações mostradas no gráfico são as atenuações máximas para cada frequência.

O algoritmo se manteve estável em todas as frequências testadas. A atenuação média ficou por volta de 45 dB, atingindo o valor máximo de 69 dB na frequência de 410 Hz. Na faixa de 160 a 180 Hz o algoritmo não foi capaz de atenuar o ruído de forma significativa, reduzindo-o apenas em 5 dB.

8.2.2. Dois tons puros

Os resultados dos ensaios com 2 tons puros são dados na tabela abaixo. A amplitude da onda sonora não é dada em termos de pressão acústica, já que não foi possível levantar as curvas de calibração dos microfones. Foi utilizada uma escala de números inteiros de 0 a 32767, referente à leitura do sinal do microfone pelo conversor A/D da placa ADC64.

Frequências (Hz)		Amplitude de onda		Atenuação após 30s (dB)	
Frequência 1	Frequência 2	Frequência 1	Frequência 2	Frequência 1	Frequência 2
100	200	823	855	23,7	6,1
200	300	894	1053	35,4	31,3
200	300	938	268	23,4	2,3
200	500	900	657	39,9	5,3
200	500	193	693	34,5	30,3
500	600	686	890	10,7	33,3
500	600	694	453	26,5	32,9
400	450	1595	1013	39,3	39,7
400	450	784	1050	47,7	45,7
200	210	891	196	36,9	18,9
300	310	861	1421	10,6	17,5
400	410	1548	1661	45,2	32,6
500	510	655	1327	5,3	21,0

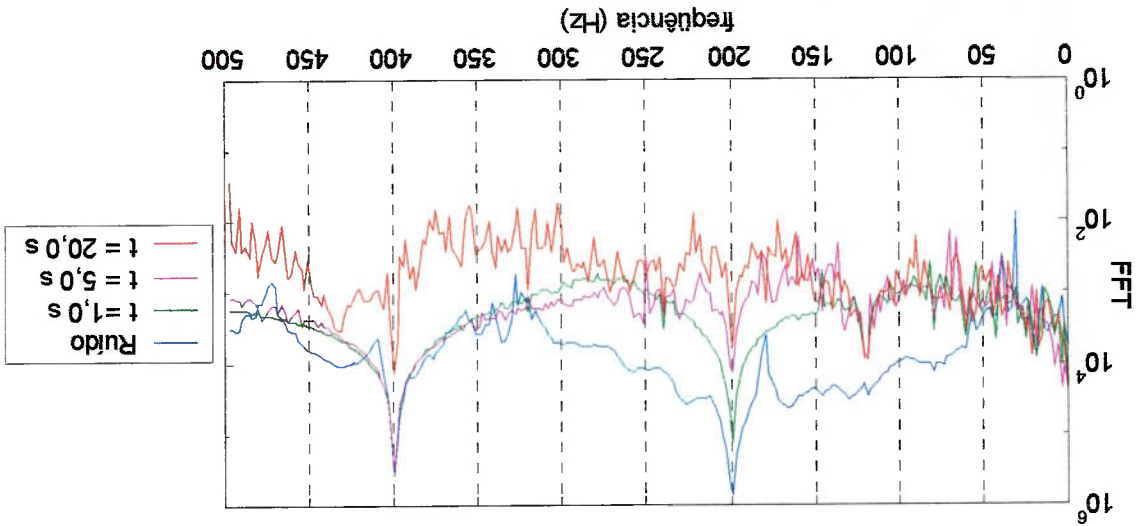
Tabela 8.1 - Atenuação de 2 tons puros pelo algoritmo Filtered-X LMS

O tempo de 30 segundos foi suficiente para o algoritmo convergir e estabilizar em um ponto de operação ótimo. As atenuações obtidas são portanto as atenuações máximas para cada ruído.

Nos ensaios repetiu-se o mesmo comportamento observado nas simulações:

- A atenuação conseguida com 2 tons puros foi menor que a obtida com um único tom.
- Isto pode ser confirmado comparando os valores da tabela 8.1 com os do gráfico 8.1.
- Os tons foram atenuados de forma desigual. Na maioria dos casos, o tom de maior amplitude foi o que sofreu maior atenuação, embora isto não tenha ocorrido sempre.
- Em alguns casos, o algoritmo só conseguiu atenuar um dos tons, deixando a intensidade do outro praticamente inalterada.

O gráfico abaixo mostra a evolução do espectro de frequência do ruído, durante a atenuação de 2 tons puros de 200 Hz e 400 Hz.



Novamente se repete o comportamento observado nas simulações. Nos primeiros 5 segundos, o algoritmo só atuou sobre o componente de frequência de 200 Hz, deixando a intensidade em 400 Hz inalterada. Somente depois de 20 segundos é que o algoritmo passou a atuar sobre o segundo tom.

8.2.3. Banda Larga

A tabela a seguir mostra os resultados das 11 simulações com ruídos de banda larga, após 60 segundos de atuação do algoritmo.

Faixa de frequência (Hz)	Atenuação após 60s (dB)
100 a 150	17,8
200 a 250	13,4
300 a 350	9,0
400 a 450	14,0
500 a 550	5,3
100 a 200	7,8
200 a 300	8,7
300 a 400	6,8
400 a 500	12,8
500 a 600	7,8
50 a 600	3,4

Tabela 8.2 - Atenuação de ruído de banda larga pelo algoritmo FXLMS

A média de atenuação é de 9,7 dB, bem inferior àquelas obtidas nos ensaios com 1 tom puro ou 2 tons puros.

8.2.4. Estabilidade

O algoritmo Filtered-X LMS manteve-se estável em quase todos os testes realizados. No primeiro teste, o sistema rodou por 10 minutos atenuando um ruído de tom puro. Em todo o período, o algoritmo permaneceu estável e com atenuação constante.

No teste de trocas de frequência, o algoritmo foi capaz de se manter estável na maior parte dos casos. Se a frequência crescia ou decrescia lentamente, o sistema era capaz de acompanhar a mudança e manter o nível de ruído baixo. No caso de mudanças bruscas de frequência, o sistema tendia a amplificar o ruído nos instantes logo após a troca, para depois começar a atenuá-lo lentamente. Em alguns testes com mudança rápida de frequência, o sistema parou de atenuar o ruído ou tornou-se instável, gerando mais ruído.

8.3. Resultados com o Algoritmo RLS

O algoritmo RLS, que nas simulações já tinha mostrado a sua característica de instabilidade, se mostrou ainda mais instável nos testes com a plataforma experimental. Foram feitas várias tentativas para encontrar uma parametrização do algoritmo que funcionasse em faixas largas de frequência, e nenhuma teve sucesso. O melhor que se conseguiu foi encontrar parametrizações que funcionaram para alguns ruídos de frequência específica, e que mantiveram o algoritmo estável por no máximo 110 segundos.

Devido a esta limitação do algoritmo, não foi possível repetir a mesma série de ensaios executada para o algoritmo LMS. Somente alguns ensaios foram realizados, e os resultados obtidos são mostrados nos itens a seguir.

A parametrização usada nos ensaios foi a seguinte:

- ordem de C' e $D' = 200$
- C' e D' obtidos através de modelamento off-line
- frequência de amostragem do algoritmo = 4000 Hz
- ordem de W : variável
- constante de convergência λ : variável
- diagonal da matriz R^{-1} : δ^{-1} variável

8.3.1. Tom Puro

Não foi possível realizar o ensaio de varredura de frequências, pelo motivo já citado acima. Em lugar disso, foram feitos alguns testes usando tons puros, com frequências espaçadas em 100 Hz. As atenuações obtidas são mostradas abaixo, juntamente com o tempo de execução dos ensaios e os parâmetros utilizados.

Freq. (Hz)	Atenuação (dB)	Duração (seg.)	Parâmetros
100	51,9	60	ord(W)=50, $\lambda=0.997$, $\delta^{-1}=10^{-12}$
200	38,9	20	ord(W)=20, $\lambda=0.998$, $\delta^{-1}=10^{-11}$
300	51,2	30	ord(W)=20, $\lambda=0.998$, $\delta^{-1}=10^{-12}$
400	37,3	30	ord(W)=20, $\lambda=0.998$, $\delta^{-1}=10^{-12}$
510	39,6	30	ord(W)=30, $\lambda=0.998$, $\delta^{-1}=10^{-12}$
600	29,1	20	ord(W)=30, $\lambda=0.997$, $\delta^{-1}=10^{-12}$

Tabela 8.3 – Atenuação de tom puro. obtida com o RLS

8.3.2. Dois tons puros

O único ensaio com 2 tons puros foi feito usando um ruído com as frequências de 200 e 400 Hz. A evolução do espectro de frequência do ruído é mostrada na figura abaixo.

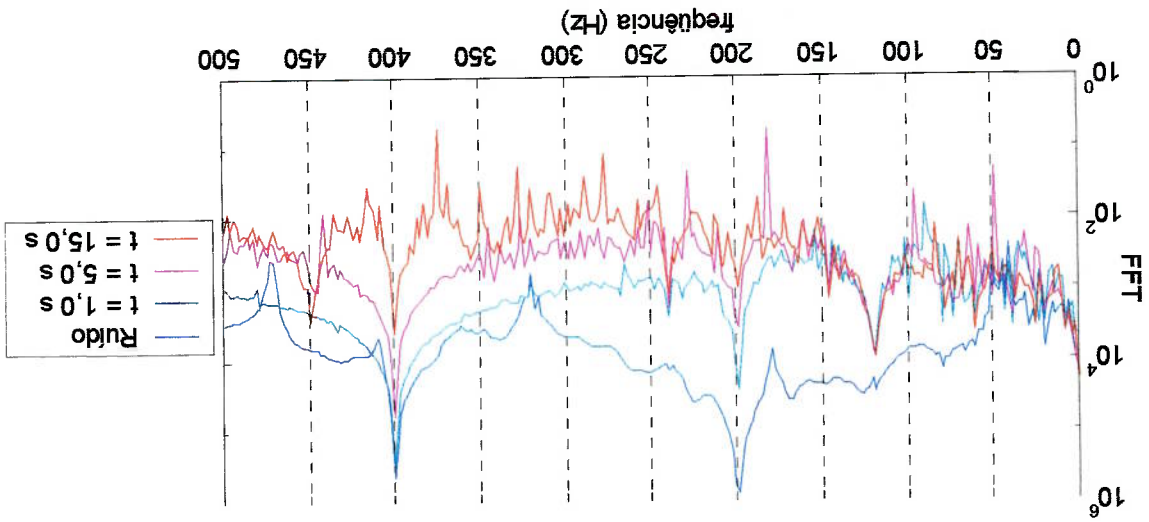


Figura 8.3 – Evolução do espectro de frequência, em ensaio com o algoritmo RLS.

O gráfico mostra que o RLS atua sobre o ruído de forma semelhante ao LMS. Nos primeiros 5 segundos de operação, o sistema age principalmente sobre o componente de frequência dominante. O tom de 200 Hz é reduzido em 45 dB enquanto o de 400Hz decresce somente 8 dB. Só depois de 15 segundos é que o tom de 400 Hz sofre uma redução significativa, de 40 dB.

8.3.3. Banda Larga

Foram repetidos os mesmos testes de ruído de banda larga executados para o algoritmo LMS. Para nenhum dos ruídos foi possível uma parametrização do algoritmo que mantivesse o sistema estável.

8.3.4. Estabilidade

O algoritmo se comportou de forma altamente instável. Mesmo nos testes mais simples, usando somente 1 tom puro, houve dificuldade em fazer o algoritmo atenuar o ruído. Na maioria dos testes, o algoritmo rodava por um período de 5 a 20 segundos sem que o ruído fosse reduzido, e repentinamente o sistema instabilizava, gerando um novo ruído de intensidade bem maior que a do original. Mesmo quando o algoritmo conseguia atenuar o ruído, ele o fazia somente por um curto período, após o qual o sistema se tornava instável. O período de estabilidade mais longo que pôde ser alcançado foi de 110 segundos, para um tom puro de 400 Hz.

Pequenas mudanças na frequência do ruído também instabilizavam o sistema. A parametrização do algoritmo que funcionou para atenuar um tom puro de 510 Hz não serviu para atenuar um tom puro de 500 Hz.

9. SÍNTESE DO DESEMPENHO DOS ALGORITMOS

Neste capítulo é feita uma análise do desempenho dos algoritmos LMS e RLS, a partir dos resultados obtidos nas simulações e nos ensaios na plataforma experimental. A avaliação de desempenho é feita com base nas seguintes características:

- Grau de atenuação do ruído
- Tempo de resposta
- Estabilidade

9.1. Grau de atenuação do ruído

Ambos os algoritmos possibilitaram uma redução acentuada de ruído. A tabela abaixo mostra as médias de atenuação obtidas.

Atenuação Média (dB)		Simulações (duração de 2s)		Ensaio	
RLS	140	Tom Puro	4,8	Tom Puro	41,3
LMS	90	2 Tons Puros	4,0	2 Tons Puros	26,4
		Banda larga de 50 Hz	11,9	Banda larga de 50 Hz	-
		Banda larga de 100 Hz	8,8	Banda larga de 100 Hz	-

Tabela 9.1 – Médias de Atenuação

Nas simulações a atenuação conseguida pelo RLS foi bem maior que a do LMS (nos casos em que o RLS se manteve estável). Para o caso de ruídos de banda larga, o RLS mostrou um comportamento instável e não conseguiu nenhuma atenuação. Nos ensaios experimentais, a atenuação com os dois algoritmos foi praticamente a mesma para ruído de tom puro. Para os demais tipos de ruído, somente o LMS se manteve estável e conseguiu alguma atenuação. Uma característica marcante do algoritmo LMS é o fato de a atenuação do ruído tender a cair à medida em que são acrescentados mais componentes de frequência ao som. Assim, a atenuação de um ruído de tom puro é maior que a de 2 tons puros, que por sua vez é maior que a de um ruído de banda larga de 50 Hz.

Faltam dados para verificar se esta característica se repete no algoritmo RLS. Os resultados obtidos nas simulações mostram que a média de atenuação de 2 tons puros é bastante próxima da média para 1 só tom, o que indica que nesse aspecto o RLS se diferencia do LMS. Porém, como não foi possível repetir os testes com 2 tons puros na plataforma experimental, não se pode confirmar esta hipótese.

9.2. Tempo de Resposta

Nas simulações, o algoritmo RLS tendeu a atenuar o ruído com mais rapidez que o LMS. A tabela 8.1 mostra que, em 2 segundos de execução do algoritmo, o RLS conseguiu atenuações médias de 140 dB e 129,7 dB para ruídos de um e dois tons puros, respectivamente. Já o algoritmo LMS obteve atenuações de somente 90 dB e 33,4 dB. Nos ensaios experimentais, foi o LMS que mostrou resposta mais rápida. Em testes de 15 segundos, o LMS obteve atenuação média de 45,0 dB para um tom puro. Para fazer com que o RLS conseguisse atenuação média de 41,3 dB, foram necessários testes com duração entre 20 e 60 segundos.

A menor velocidade do RLS nos ensaios experimentais se deve a 2 razões. A primeira é o número elevado de operações aritméticas exigido pelo algoritmo, que resulta em um tempo maior de processamento e um número menor de iterações de adaptação por segundo. A segunda é a própria instabilidade do algoritmo. Para conseguir que ele se mantivesse estável por um período suficientemente longo, foi necessário ajustar os seus parâmetros para que ele convergisse de forma mais lenta.

9.3. Estabilidade

A estabilidade foi a característica na qual os algoritmos mais se diferenciaram. O LMS se comportou de forma estável nas simulações e nos ensaios experimentais. Ele foi capaz de manter a estabilidade do sistema com todos os tipos de ruído testados, mesmo com mudanças bruscas de frequência. Também não mostrou nenhuma tendência para instabilidade quando rodava por períodos longos.

Já o RLS apresentou instabilidade em todas as simulações e ensaios executados. O que variou foi somente o tempo de demora do algoritmo para instabilizar. Para os

ruidos de 1 e 2 tons puros foi possível encontrar algumas parametrizações do algoritmo que o mantivessem estável tempo suficiente para atenuar o som. Para ruidos de banda larga, isto não foi conseguido.

9.4. Conclusões

Devido ao problema da instabilidade, o algoritmo RLS foi considerado inadequado para o uso em sistemas de controle ativo de ruído. Podem ser tentados ajustes no algoritmo (como sugerido no item 3.4) ou mudanças na configuração da planta que tornem o RLS estável e permitam o aproveitamento de suas características de resposta rápida e maior atenuação. Mas, em sua forma original e do modo como foi testado na planta, o RLS não se mostra apropriado para atenuar ruído acústico. O Filtered-X LMS, por outro lado, manteve-se estável em praticamente todos os testes realizados. Foram obtidas boas atenuações para os três tipos de ruído testados, e o sistema foi capaz de se ajustar a mudanças lentas de frequência.

10. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Os resultados deste trabalho mostraram uma clara superioridade do algoritmo Filtered-X LMS sobre o RLS no que se refere à estabilidade. O RLS, na forma em que foi testado, não foi capaz de manter o sistema estável e atenuar o ruído acústico.

Apesar deste resultado, não se pode afirmar categoricamente que o RLS não pode ser aplicado em sistemas de controle ativo de ruído. Nas publicações periódicas sobre acústica e processamento de sinais existem dezenas de artigos com sugestões de mudanças na estrutura do algoritmo para melhorar a sua estabilidade. Sem que estas mudanças sejam testadas, e que seja feito um estudo mais detalhado sobre a estabilidade do algoritmo, não é prudente rejeitar o RLS como alternativa para o controle de ruído.

Durante o desenvolvimento deste trabalho, foram identificados alguns assuntos que mereceriam maior aprofundamento, mas que não puderam ser estudados devido às limitações de prazo e de escopo desta dissertação. Estes tópicos podem ser sugeridos como temas para futuros trabalhos:

- Estudo mais detalhado da planta acústica. O modelo usado neste trabalho é o de um duto unidimensional com coeficientes de reflexão constantes nas extremidades. Podem ser tentados outros modelos, com coeficientes de reflexão que variem com a frequência e intensidade do som. Podem ser tentados modelos tridimensionais ou com elementos finitos.
- Aprofundamento no estudo de um dos algoritmos. Para o algoritmo Filtered-X LMS, por exemplo, pode ser estudado como as variações na ordem dos filtros C , D e W , e na constante de convergência μ afetam o desempenho. Podem ser testadas novas variações do algoritmo, como por exemplo uma com constante de convergência μ variável.

- Teste do sistema sem o feedback acústico. O microfone na entrada do duto pode ser substituído por um sensor de vibração colocado sobre a fonte de ruído. Neste caso, a medição do ruído é feita de forma indireta, e o valor medido não é afetado pelo ruído gerado pelo alto-falante de controle. Como o feedback acústico é uma forma de realimentação positiva da planta, é provável que a sua eliminação torne o sistema mais estável.

- Testes com outros algoritmos adaptativos. Os algoritmos LMS com estrutura *lattice* FIR e IIR, apresentados no item 3.6, não foram testados neste trabalho. Espera-se que eles apresentem um desempenho ligeiramente superior ao LMS com estrutura transversal. Outros algoritmos presentes na literatura ([Widrow, 1985], [Haykin, 1991], [Honig, 1988]), tais como o FLS (*fast least squares*), o QRD-RLS (QR *decomposition* RLS) e o LMS no domínio da frequência (*Frequency-Domain LMS*), também podem ser testados.

Em relação aos estudos anteriores sobre controle ativo de ruído realizados no Laboratório de Dinâmica e Controle da EPUSP – LDC ([Castro, 1995], [Giorgi, 1998] e [Werner, 1999]), este trabalho se diferenciou pela abrangência dos testes realizados. Dois tipos de algoritmo adaptativo foram testados, em simulações e ensaios experimentais, usando ruídos de características distintas e frequência variando entre 50 e 600 Hz. O objetivo foi comparar os resultados dos dois algoritmos e verificar como a característica do ruído influi no desempenho do sistema.

Nos trabalhos anteriores, o único algoritmo adaptativo testado foi o Filtered-X LMS, e os testes foram feitos somente para ruídos de tom puro ou banda larga. Em [Castro, 1995] e [Giorgi, 1998], o principal objetivo foi mostrar a forma como o algoritmo funciona, sendo testadas somente algumas frequências aleatoriamente escolhidas. Em [Werner, 1999], os testes com o Filtered-X LMS foram feitos somente para se obter uma referência de comparação de desempenho para os Algoritmos Genéticos.

Referências Bibliográficas

- ASTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B.; Adaptive control - Addison-Wesley, 1989
- BELLANGER, M. G. Adaptive digital filters and signal analysis New York, Marcel Dekker, 1987
- CASTRO, EDUARDO R. Controle ativo de ruído acústico em dutos. São Paulo, EPUSP, 1995. 82 p. Trabalho de Formatura.
- GARCIA, C. Identificação de sistemas e estimação de parâmetros. EPUSP, Depto Engenharia Elétrica, 1996. Notas de Aula.
- GIORGI, RONALDO C. Controle Ativo de Ruído Acústico. São Paulo, EPUSP, 1998. Trabalho de Formatura.
- HAYKIN, SIMON Adaptive filter theory. 2. ed. Prentice Hall, 1991.
- HONIG, M. L.; MESSERSCHMITT, D. G. Adaptive Filters: structures, algorithms and applications. Boston, Kluwer Academic, 1988.
- KINSLER, LAWRENCE E. ET AL. Fundamentals of Acoustics. 3. ed. New York, John Wiley & Sons, 1982.
- KUO, SEN M.; DENNIS R. MORGAN. Active Noise Control Systems: Algorithms and DSP Implementations. New York, John Wiley & Sons, 1996.
- MOONEN, MARC. Introduction to adaptive signal processing. K.U. Leuven, Dept. Elektrotechniek, Bélgica. 1999. Notas de Aula.
http://www.esat.kuleuven.ac.be/~moonen/asp_course.html
- NELSON, P. A., ELLIOT S. J. Active control of sound. London, Academic Press, 1992.
- OGATA, K. Engenharia de Controle Moderno. São Paulo, Prentice Hall, 1982
- OGATA, K. Discrete-time control systems. 2. ed, Prentice Hall, New Jersey, 1995
- PARKH, D.; AHMED, N.; STEARNS, S. D.; An adaptive lattice algorithm for recursive filters. - IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing, vol. 28, n. 1, fev. 1980.
- WERNER, JAMES C. Controle ativo de ruído em dutos usando algoritmo genético. São Paulo, 1999. Tese (doutorado). Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.
- WIDROW, B.; STEARNS, S.D. Adaptive signal processing. - Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1985.