

**JOÃO GABRIEL OLIVEIRA DE MIRANDA**

**CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM DUTOS:  
OTIMIZAÇÃO DO POSICIONAMENTO DE SENSORES RECEPTORES**



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA  
Uberlândia, 08 de Maio de 2013**

**JOÃO GABRIEL OLIVEIRA DE MIRANDA**

**CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM DUTOS:  
OTIMIZAÇÃO DO POSICIONAMENTO DE SENSORES  
RECEPTORES**

**Dissertação** apresentada ao programa de pós-graduação em Engenharia mecânica da Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos Requisitos para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Mecânica**.

Área de concentração: Mecânica dos sólidos e Vibrações.

Orientador: Prof. Dr. Marcus Antônio Viana Duarte

**UBERLÂNDIA - MG  
08 de Maio de 2013**

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)  
Sistema de Bibliotecas da UFU , MG, Brasil

---

- M672c    Miranda, João Gabriel Oliveira de, 1985-  
          Controle ativo de ruído em dutos : otimização do posicionamento  
          de sensores receptores / João Gabriel Oliveira de Miranda.- 2013.  
          166 f. : il.
- Orientador: Marcus Antônio Viana Duarte.  
          Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Uberlândia, Pro-  
          grama de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica.  
          Inclui bibliografia.
1. Engenharia mecânica - Teses. 2. Controle de ruído - Teses. 3. Aná-  
          lise modal - Teses. I. Duarte, Marcus Antônio Viana. II. Universidade  
          Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia  
          Mecânica. III. Título.

CDU: 621

---

*Em memória de minha mãe....*

## **Agradecimentos**

A Deus,

Aos meus familiares, em especial meu pai Ricardo e irmão Rafael que me deram suporte e apoio em minhas decisões e sempre estiveram ao meu lado durante toda esta empreitada.

À minha noiva Renata Algarte que mesmo estando longe, seu carinho e dedicação foram essenciais para me manter firme e compromissado com o mestrado.

Aos queridos colegas e amigos do laboratório LAV que sempre me apoiaram e ajudaram de todas as formas possíveis para que a realização deste trabalho fosse concretizada. Em especial ao Prof. Ms. Marco Aurélio Badan que me ajudou pessoalmente em correções nesta dissertação.

Aos demais amigos da Pós-graduação pela amizade e apoio.

A meu orientador Prof. Dr. Marcus Antônio Viana Duarte que acreditou em meu trabalho e me deu o suporte necessário para realização do mesmo.

A meu Co-Orientador Prof. Dr. José Francisco Ribeiro que me deu suporte e me iluminou em muitas dúvidas relacionadas a Controle.

Em especial ao meu querido amigo Prof. Dr. Israel Jorge Cárdenas Nuñez, pois a partir dele toda essência e estrutura do trabalho foi elaborada.

Ao Prof. Dr. Marcos Moraes por nos ajudar a criar dispositivos e circuitos elétricos e compartilhar seus conhecimentos para realização deste trabalho.

Em especial ao Prof. Dr. Elias Teodoro Bitencourt, que além de nosso chefe, também proveu de novos computadores ao laboratório e melhorias na infraestrutura.

À todos os professores do Programa de Pós-Graduação da Engenharia Mecânica com quem tive contato.

Ao programa de Pós Graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Uberlândia, por me proporcionar esta oportunidade de desenvolvimento profissional e pessoal.

À CAPES –Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior e à FAU – Fundação Apoio Universitário pelo apoio financeiro, sem eles este trabalho não seria possível.

Miranda, J.G.O., 2013, **Controle Ativo de Ruído em Dutos: Otimização do Posicionamento dos Sensores Receptores**, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia-MG.

## **Resumo**

Uma das principais dificuldades do Controle Ativo de Ruídos (CAR) em dutos é desenvolver uma metodologia que consiga controlar uma extensa faixa de frequência. No entanto a maioria dos trabalhos de CAR são configurados para sinal tonal e frequência discreta. Quando são aplicados a uma grande faixa de frequência, o sistema não atinge o controle de forma satisfatória. Esta dissertação foi desenvolvida objetivando entender o significado do porque algumas frequências não atingem um nível satisfatório de controle. Através de uma bancada experimental de sistema CAR utilizando um duto acústico e um gerador de sinais, foi possível obter a FRF(Função Resposta em Frequência) e a partir dela analisar e verificar quais frequências estavam atuando nas regiões de anti-ressonância (resultando um controle fraco) e quais estavam atuando nas regiões de ressonância (resultando um controle bom). Estas avaliações possibilitou otimizar a posição dos sensores receptores (microfones) e atingir um maior número de frequências discretas controladas maneira satisfatória em um único projeto de CAR. Detalhes específicos dos resultados, discussões e conclusões estão descritos nesta dissertação.

Palavras chave : Controle Ativo de Ruído (CAR), Função Resposta em Frequência (FRF), Duto Acústico, Análise Modal.

Miranda, J.G.O., 2013, “**Active Noise Control with Ducts: Optimization of the Receiver Sensor Position**”, M.Sc. Dissertation, Federal University of Uberlândia, MG.

## **Abstract**

One of the main difficulties of Active Noise Control (ANC) in Ducts is to develop a methodology that can achieve control in a wide frequency range. However, most studies of ANC are designed to tonal signal and discrete frequencies. When studying a wide range of frequencies, some of these specific frequencies are not achieving the desired control satisfactorily. Therefore this dissertation was developed to meet the meaning of why these particular frequencies are not achieving a satisfactory level of control. Through a bench trial ANC system using an acoustic duct and a signal generator, it was possible to obtain the FRF (Frequency Response Function) and from it analyze and compare which frequencies were working in the areas of Anti-resonance (resulting in poor control) and which were acting in resonance regions (resulting in good control). Optimizing the sensors location receivers (microphones) could reach a larger number of discrete frequencies controlled satisfactorily on a single project CAR. Results, discussion and conclusions are described in this dissertation.

Keywords: Active Noise Control (ANC), Frequency Response Function (FRF), Acoustic Ducts, Modal Analyses.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Destaque para a presença de dutos em refinaria de Petróleo.....	2
Figura 1.2 - Destaque para a presença de dutos, torres em geral e descargas atmosféricas em refinaria de Petróleo .....	2
Figura 1.3 - Exemplo de estrutura de uma torre de resfriamento .....	3
Figura 1.4 - Interferência destrutiva de ondas de mesma frequência.....	5
Figura 2.1 - Esquema de controle híbrido com a presença de sensores e controladores. ....	11
Figura 2.2 - (a) Capacete e manequim utilizado nos experimentos possui um par de microfones omnidirecionais que simulam o ouvido humano (microfones de erro) e outros dois microfones na base do queixo para (microfones de referencia). (b) Esquema aero-acústico das fontes de ruído no capacete (fluxo de ar).....	11
Figura 2.3 - Cabine de avião padrão de aeronaves de médio porte. (Narasimhan, 2011).....	13
Figura 2.4 - Duto utilizando controle ativo monocanal de ruído. Microfones como receptores e autofalantes como atuadores. (Narasimhan, 2011).....	14
Figura 2.5 - Sistema de controle ativo de ruído dentro de um carro, onde motor e suspensões geram e transmitem o ruído a serem controlados.....	14
Figura 2.6 - Sistema de controle ativo de ruído dentro de uma aeronave. ....	15
Figura 2.7 - Duto com placa para o particionamento da seção retangular.....	15
Figura 3.1 - Controle Ativo de Ruído em malha aberta de banda larga.....	18
Figura 3.2 - Diagrama de blocos para um CAR malha aberta de banda larga .....	19
Figura 3.3 - Diagrama de blocos do CAR incluindo Função transferência $S(z)$ . ....	21
Figura 3.4 - Diagrama de blocos do algoritmo FXLMS para CAR. ....	23
Figura 3.5 - Esquema do filtro FIR em diagrama de blocos.....	24
Figura 3.6 - Gráfico do gradiente descendente. ....	25
Figura 3.7 - Diagrama de blocos de um CAR com realimentação Acústica.....	28
Figura 3.8 - Controlador Ativo de Ruído utilizando algoritmo FBFXLMS. ....	29



Figura 3.9 - Diagrama de blocos do Controlador Ativo de Ruído IIR.....	32
Figura 3.10 - Estrutura do Filtro Digital Tipo IIR .....	33
Figura 3.11 - Controle ativo de ruído em malha aberta de banda estreita .....	34
Figura 3.12 - Diagrama de blocos para um CAR malha aberta de banda estreita.....	35
Figura 3.13 - Estimativa <i>off-line</i> do caminho secundário. ....	37
Figura 4.1 - Um duto cilíndrico e seu sistema de coordenadas polares $(r, \phi, z)$ .....	45
Figura 4.2 - Linhas nodais para distribuição transversal da pressão em dutos circulares para resultados acima de $m = 2$ e $n = 2$ . (Eriksson, 1980).....	46
Figura 4.3 - Duto acústico a ser modelado.....	48
Figura 5.1 - Desenho estrutural 3D do duto utilizando Solidworks®.....	54
Figura 5.2 - Modelo 3D malhado.....	55
Figura 5.3 - Modelo 3D do duto utilizado na bancada experimental. ....	56
Figura 5.4 - Modelo seccionado onde Azul claro é o elemento <i>Shell63</i> , Vermelho é o elemento <i>Fluid30 Presente</i> e em Roxo é o elemento <i>Fluid30 Ausente</i> .....	56
Figura 5.5 - Posicionamento dos atuadores e receptores, pontos de perturbação e pontos de leitura de dados (microfones) medidas apresentadas em metros.....	57
Figura 5.6 - FRF da simulação ANSYS® referente ao microfone de referência (A). ....	58
Figura 5.7 - FRF da simulação ANSYS® referente ao microfone de Erro I (B).....	58
Figura 5.8 - FRF da simulação ANSYS® referente ao microfone de Erro II (C). ....	59
Figura 5.9 - Duto estrutural em 2D.....	59
Figura 5.10 - FRF retirada do ANSYS® referente ao microfone de referência (A) comparando FRF do modelo em 3D(vermelho) com o modelo 2D (Azul).....	60

Figura 5.11 - FRF retirada do ANSYS® referente ao microfone de Erro I (B) comparando FRF do modelo em 3D(vermelho) com o modelo 2D (Azul).....	61
Figura 5.12 - FRF retirada do ANSYS® referente ao microfone de Erro II (c) comparando FRF do modelo em 3D(vermelho) com o modelo 2D (Azul).....	61
Figura 5.13 - Posicionamento dos microfones no duto acústico experimental, medidas em metros. ....	63
Figura 5.14 - Decaimento da intensidade conforme aumento da frequência. Apresentado em escala logarítmica (dB), com 10 segundos de aquisição.. ....	63
Figura 5.15 - Microfones Brüel & Kjaer utilizados como sensores receptores.. ....	63
Figura 5.16 - Alto-falante padrão de 70watts com acelerômetro posicionado em sua membrana para captar os sinais de aceleração. ....	64
Figura 5.17 - Placa de aquisição sinais National Instruments modelo NI USB 9162 .....	65
Figura 5.18 - FRF Microfone de Referência (Vermelho) comparado com a FRF do Microfone de Controle R (Azul). ....	65
Figura 5.19 - FRF Microfone de Referência (Vermelho) comparado com a FRF do Microfone de Controle L (Azul). ....	66
Figura 5.20 - FRF Microfone de Referência (Vermelho) comparado com a FRF do Microfone de Erro I (Azul).....	66
Figura 5.21 - FRF Microfone de Referência (Vermelho) comparado com a FRF do Microfone de Erro II (Azul).....	67
Figura 5.22 - FRF Microfone de Referência (Vermelho) comparado com a FRF do Microfone de Saída. ....	67
Figura 5.23 - Acelerômetro PCB modelo 352C33. ....	68
Figura 5.24 - Acelerômetro PCB 352C33 posicionado ao lado do microfone de referência e os pontos de leitura demarcados por fita. ....	69

Figura 5.25 - FRF do acelerômetro de referência (Vermelho) comparado com a FRF do acelerômetro no ponto 21 (Azul), equivalente ao microfone Controle R. ....	69
Figura 5.26 - FRF do acelerômetro de referência (Vermelho) comparado com a FRF do acelerômetro no ponto 24 (Azul), equivalente ao microfone Controle L.....	70
Figura 5.27 - FRF do acelerômetro de referência (Vermelho) comparado com a FRF do acelerômetro no ponto 28 (Azul), equivalente ao microfone Erro I. ....	70
Figura 5.28 - FRF do acelerômetro de referência (Vermelho) comparado com a FRF do acelerômetro no ponto 30(Azul), equivalente ao microfone Erro II.. ....	71
Figura 5.29 - FRF do acelerômetro de referência (Vermelho) comparado com a FRF do acelerômetro no ponto 36(Azul), equivalente ao microfone de Saída.....	71
Figura 5.30 - Análise de comparação das FRFs do experimento de campo acústico vs experimento de análise modal com acelerômetro.....	72
Figura 5.31 - Programa para filtrar e reamostrar a FRF experimental (Azul) e ajuste com FRF Teórica (Vermelho). ....	73
Figura 5.32 - FRF filtrada medida experimental (Azul) comparado a FRF ajustada (Vermelho), e as frequências discretas referentes ao microfone de referência. ....	74
Figura 5.33 - FRF filtrada medida experimental (Azul) comparado a FRF ajustada (Vermelho), e as frequências discretas referentes ao microfone de controle R.....	74
Figura 5.34 - FRF filtrada medida experimental (Azul) comparado a FRF ajustada (Vermelho), e as frequências discretas referentes ao microfone de controle L. ....	75
Figura 5.35 - FRF filtrada medida experimental (Azul) comparado a FRF ajustada (Vermelho), e as frequências discretas referentes ao microfone de Erro I.....	75
Figura 5.36 - FRF filtrada medida experimental (Azul) comparado a FRF ajustada (Vermelho), e as frequências discretas referentes ao microfone de Erro II.....	76
Figura 5.37 - FRF filtrada medida experimental (Azul) comparado a FRF ajustada (Vermelho), e as frequências discretas referentes ao microfone de Saída. ....	76

Figura 5.38 - FRF filtrada do microfone de referência medida experimental (Azul) Comparado a FRF ajustada (Vermelho), acelerômetro no alto-falante de controle R.....	77
Figura 5.39 - FRF filtrada do microfone de referência medida experimental (Azul) Comparado a ajustada (Vermelho), acelerômetro no alto-falante de controle L. ....	77
Figura 5.40 - Análise de comparação das FRFs estimadas experimentalmente VS modelo 3D do Ansys®.....	78
Figura 6.1 - Duto experimental construído no Laboratório de Acústica e Vibrações.....	79
Figura 6.2 - Dimensões do tudo experimental onde os círculos em vermelho identificam o posicionamento dos microfones (sensores receptores). Os alto-falantes (sensores atuadores) são indicados.....	80
Figura 6.3 - DSpace RTI1104 com suas entradas e saídas devidamente posicionadas para aplicação do controle ativo de controle (Entrada de sinais em vermelho e Saída de sinais em Azul). ....	80
Figura 6.4 - Condicionador de sinais PCB modelo 482A20, entrada dos microfones saída para DSpace.....	81
Figura 6.5 - Montagem padrão para os alto-falantes de referência, controle R e controle L. ....	81
Figura 6.6 - Amplificador Stetsom modelo CL500 de 500W (amplificador padrão para som de automóveis). ....	82
Figura 6.7 - Bateria 12V DC para alimentação do amplificador.....	82
Figura 6.8 - Gerador de sinais Stanford Research Systems DS360 .....	83
Figura 6.9 - Esquema de montagem da bancada experimental do duto (Duto acústico).....	83
Figura 6.10 - Alto-falante R como atuador de controle, microfone Controle R como sensor de erro.....	85
Figura 6.11 - Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.2. Valores negativos indicam amplificação. ....	87

Figura 6.12 - Alto-falante R como atuador de controle, microfone Controle L como sensor de erro. ....	87
Figura 6.13 - Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.3. Valores negativos indicam amplificação. ....	89
Figura 6.14 - Alto-falante R como atuador de controle, microfone Erro I como sensor de erro.....	89
Figura 6.15 - Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.4. Valores negativos indicam amplificação. ....	91
Figura 6.16 - Alto-falante R como atuador de controle, microfone Erro II como sensor de erro.....	91
Figura 6.17 - Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.5. Valores negativos indicam amplificação. ....	93
Figura 6.18 - Alto-falante R como atuador de controle, microfone Saída como sensor de erro.....	93
Figura 6.19 - Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.5. Valores negativos indicam amplificação. ....	95
Figura 6.20 - Alto-falante L como atuador de controle, microfone Controle L como sensor de erro. ....	96
Figura 6.21 - Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.7. Valores negativos indicam amplificação. ....	97
Figura 6.22 - Alto-falante L como atuador de controle, microfone Erro I como sensor de erro.....	98
Figura 6.23 - Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.8. Valores negativos indicam amplificação. ....	99

Figura 6.24 - Alto-falante L como atuador de controle, microfone Erro II como sensor de erro.....	100
Figura 6.25 - Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.9. Valores negativos indicam amplificação. ....	101
Figura 6.26 - Alto-falante L como atuador de controle, microfone Saída como sensor de erro.....	102
Figura 6.27 - Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.10. Valores negativos indicam amplificação. ....	103

## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 - Modelos lineares típicos (Cajueiro,2012) .....	40
Tabela 5.1 - <i>Shell63</i> (Casca do Duto – PVC) .....	55
Tabela 5.2 - <i>Fluid30</i> ( <i>Presente e Ausente</i> – AR) .....	55
Tabela 6.1: Modelo de apresentação das tabelas com os resultados do CAR.....	84
Tabela 6.2 - Resultados referentes à utilização do microfone Controle R no sistema CAR (alto-falante R) .....	86
Tabela 6.3 - Resultados referentes à utilização do microfone Controle L no sistema CAR (alto-falante R) .....	88
Tabela 6.4 - Resultados referentes à utilização do microfone Erro I no sistema CAR (alto-falante R).....	90
Tabela 6.5 - Resultados referentes à utilização do microfone Erro II no sistema CAR (alto-falante R).....	92
Tabela 6.6 - Resultados referentes à utilização do microfone Saída no sistema CAR (alto-falante R).....	94
Tabela 6.7 - Resultados referentes à utilização do microfone Controle L no sistema CAR (alto-falante L) .....	96
Tabela 6.8 - Resultados referentes à utilização do microfone Erro I no sistema CAR (alto-falante L) .....	98
Tabela 6.9 - Resultados referentes à utilização do microfone Erro II no sistema CAR (alto-falante L) .....	100
Tabela 6.10 - Resultados referentes à utilização do microfone Saída no sistema CAR (alto-falante L) .....	102

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANC	<i>Active Noise Control</i> (Controle Ativo de Ruído)
ARX	<i>Modelo Autoregressivo com Entradas Exógenas</i>
ASAC	<i>Active Structural Acoustic Control</i> (Controle Ativo Acústico Estrutural)
CAR	Controle Ativo de Ruído
CFRP	<i>Carbon Fibre Reinforced Plastic</i> (Plástico Reforçado de Fibra de Carbono)
CPU	<i>Central Processing Unit</i> (Unidade Central de Processamento)
DSP	<i>Digital Signal Processing</i> (Processador Digital de Sinais)
EPI	Equipamento de Proteção Individual
ERA	<i>Eigensystem Realization Algorithm</i> (Algoritmo de Realização de Sistemas)
FB	FeedBack
FBXLMS	Feedback-X LMS (Filtro Compensador de Realimentação Acústica )
FF	Feedforward
FIR	<i>Finite Impulse Response</i> (Resposta finita ao impulso)
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier)
FRF	Função Resposta em Frequência
FXLMS	<i>Filtered – U LMS</i> (Filtro U- LMS)
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i> (Resposta infinita ao impulso)
LAV	Laboratório de Acústica e Vibrações da UFU
LMS	<i>Least Mean Square</i>
LPS	<i>Linear Parameter Varying</i> (Variando Parâmetro Linear)
LTI	<i>Linear Time Invariant</i> (Tempo Linear Invariante)
NI	Nível de Intensidade Sonora.
NPS	Nível de Potência Sonora
PVC	<i>Polyvinyl chloride</i> (Policloreto de Vinila)
UFU	Universidade Federal de Uberlândia



## LISTA DE SÍMBOLOS

$A_a$	Alto falante de perturbação
$A_c$	Alto falante de controle
$\vec{a}$	Vetor aceleração
$A/D$	Analógico digital
$c$	Velocidade de propagação da onda acústica
$C_{dx}$	Magnitude da função de coerência
$d$	Ruído de saída da planta P
$D$	Densidade de energia
$dB$	Decibel
$D/A$	Digital analógico
$e$	Erro
$\mathbf{e}$	Erro Multicanal
$E(z)$	Transformada – z discreta do sinal do erro.
$f$	Frequência
$F(z)$	Função de transferência discreta de realimentação acústica
$G_a(z)$	Função de transferência discreta do alto falante
$G_m(z)$	Função de transferência discreta do microfone
$G_d(z)$	Função de transferência discreta entre o microfone de referência e o alto-falante
$G(z)$	Função de transferência discreta para simulação do duto acústico.
$G_{ea}(z)$	Função de transferência entre o alto falante de ruído e o microfone de erro
$G_{xa}(z)$	Função de transferência entre o alto falante de ruído e o microfone de referência
$G_{ce}(z)$	Função de transferência entre o alto falante de controle e o microfone de erro
$\hat{G}_{ce}$	Estimativa da função de transferência $G_{ce}$
$I$	Intensidade Sonora
$i$	Parte imaginária de um número complexo
$j$	Parte imaginária de um número complexo
$k$	Parte imaginária de um número complexo
$L$	Comprimento de um elemento

$L_p$	Nível de pressão sonora
$L_i$	Nível de intensidade sonora
$L_w$	Nível de potência sonora
$M$	Número de coeficientes do filtro
$M_r$	Microfone de referência
$M_e$	Microfone de erro
$p$	Pressão acústica
$P$	Pressão interna instantânea no fluido
$P_0$	Pressão de equilíbrio no fluido
$P(z)$	Representação da função transferência da planta primária
$\mathbf{P}(z)$	Representação da função transferência da planta multicanal
$Q_a$	Alto falante de ruído
$Q_b$	Alto falante de controle
$R$	Constante universal dos gases
$s$	Taxa de variação da densidade de um fluido
$S(z)$	Representação da planta secundária
$\mathbf{S}(z)$	Representação da planta secundária Multicanal
$\hat{S}(z)$	Estimativa da planta secundária
$\hat{\mathbf{S}}(z)$	Estimativa da planta secundária Multicanal
$S_{dd}$	Auto espectro de potência
$S$	Taxa de condensação
$t$	Variável de Tempo
$T$	Temperatura K
$\mathbf{T}$	Temperatura C
$\vec{u}$	Vetor posição da partícula
$\vec{v}$	Vetor de velocidade da partícula
$V$	Volume
$W(z)$	Coeficientes do filtro adaptativo
$\mathbf{W}(z)$	Coeficientes do filtro adaptativo Multicanal
$W_a$	Potência acústica
$x$	Sinal de referência
$\mathbf{x}$	Sinal de referência Multicanal
$x_f$	Sinal de referência filtrado
$X(z)$	Transformada z do sinal de referência
$y$	Sinal de controle
$\mathbf{y}$	Sinal de controle multicanal

$y_f$	Sinal de controle filtrado
$Y(z)$	Transformada z do sinal do sinal de controle
$Z$	Impedância acústica
$z$	Operador da transformada-z

## Lista de Símbolos Gregos

$\alpha$	Operador da variável de <i>Laplace</i>
$\beta$	Comprimento de onda
$\Gamma$	Representação da função quadrática
$\delta$	Função delta de Dirac
$\lambda$	Comprimento de onda
$\mu$	Passo de adaptação
$\xi$	Fator de amortecimento
$\rho$	Densidade
$\rho_0$	Densidade de equilíbrio no fluido
$\nabla$	Operador divergente
$\infty$	Infinito
$\mathcal{L}$	Operador <i>Laplaciano</i>

# Sumário

RESUMO.....	vii
ABSTRACT .....	viii
LISTA DE FIGURAS .....	ix
LISTA DE TABELAS.....	xvi
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS.....	xvii
LISTA DE SÍMBOLOS .....	xviii
LISTA DE SÍMBOLOS GREGOS.....	xx

CAPÍTULO 1	Introdução 1
------------	--------------

1.1 Introdução .....	1
1.2 Objetivo da Dissertação .....	5
1.3 Organização da dissertação .....	6

CAPÍTULO 2	Revisão Bibliográfica 7
------------	-------------------------

CAPÍTULO 3	Controle Ativo de Ruído em Duto 17
------------	------------------------------------

3.1 Sistema de Controle em Malha Aberta ( <i>Feedforward</i> ) de Banda Larga .....	17
---	----

3.1.1 Efeitos do Caminho Secundário $S(z)$ no Controle Ativo de Ruído.....	20
3.1.2 Algoritmo de Controle Filtro-X LMS (FXLMS) .....	22
3.1.3 Efeitos e soluções de Realimentação Acústica.....	28
3.1.3.1 Compensador de Realimentação Acústica FBXLMS.....	29
3.1.3.2 Filtro Adaptativo IIR.....	31

3.2 Sistema de Controle em Malha Aberta ( <i>Feedforward</i> ) de Banda Estreita.....	34
---	----

3.3 Estimativa off-line do caminho secundário $S(z)$ .....	36
--	----

3.3.1 Formulação do modelo ARX utilizando para estimar o caminho primário e secundário .....	38
--	----

CAPÍTULO 4	Fundamentos Matemáticos 41
------------	----------------------------

4.1 Fundamentos matemáticos para um Duto em Acústica .....	41
--	----

4.1.1	Onda plana .....	41
4.1.2	Dutos Circulares .....	44
<b>4.2</b>	<b>Modelo Matemático de um Duto Acústico .....</b>	<b>47</b>
4.2.1	Modelo Matemático do Duto com as extremidades: Aberto- Aberto.....	51
4.2.2	Modelo Matemático do Duto com as extremidades: Fechado- Fechado .....	51
4.2.3	Modelo Matemático do Duto com as extremidades: Aberto- Fechado .....	52
4.2.4	Modelo do Duto com condições de Contorno a partir da Impedância Acústica.....	52
<b>CAPÍTULO 5</b>	<b>Simulações e Resultados</b>	<b>54</b>
5.1	Simulação Numéricas.....	58
5.2	Procedimentos Experimentais.....	62
5.2.1	FRFs Acústicas .....	62
5.2.2	Análise Modal Estrutural do Duto.....	68
5.3	Ajuste das Funções Resposta em Frequência (Campo Acústico) .....	73
<b>CAPÍTULO 6</b>	<b>Resultados CAR</b>	<b>79</b>
6.1	Bancada Experimental CAR.....	79
6.2	Resultados do Controle Ativo de Ruído.....	84
<b>CAPÍTULO 7</b>	<b>Conclusões e Futuros Desdobramentos</b>	<b>105</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>		<b>108</b>

## ANEXOS

<b>Anexo A</b>	<b>Conceitos Básicos em Análise de Sinais</b>	<b>111</b>
A.1 Sinais Determinísticos .....		111
A.2 Sinais Periódicos.....		111
A.3 Sinais Não Periódicos .....		113
A.4 Sinais Transientes .....		113
A.5 Aleatórios.....		114
A.6 Estacionário não ergódico.....		115
A.7 Sinais Ergódicos .....		116
A.8 Propriedades descritivas básicas .....		116
A.9 Sistemas Físicos Lineares .....		121
A.9.1 Característica Dinâmica Básica .....		121
A.9.2 Função Resposta Frequência (FRF).....		122
<b>Anexo B</b>	<b>Conceito básico de Acústica</b>	<b>125</b>
B.1 Nível de Pressão Sonora.....		126
B.2 Adição de Níveis de Pressão Sonora .....		128
B.3 Nível de potência Sonora .....		130
B.4 Atenuação de Ruído com a Distância .....		132
<b>Anexo C</b>	<b>Controle Ativo de Ruído</b>	<b>138</b>
C.1 Programa em Matlab®.....		140

# CAPÍTULO I

## 1.1. Introdução

A exposição da população ao ruído, particularmente nas zonas urbanas, tem merecido uma atenção crescente por parte da comunidade industrial e científica. Uma das grandes preocupações trata-se de analisar a influência do ruído, na qualidade de vida do ser humano e do meio ambiente. Os ruídos industriais observado em ambientes onde pessoas circulam ou permanecem por longas jornadas, sendo este tipo de ruído uma das maiores causas de reclamações das comunidades residenciais e dos próprios funcionários no órgão competente das cidades (Handley, 1995).

Ruídos acústicos de alta intensidade são considerados fontes de poluição sonora que podem causar efeitos adversos na vida humana. O ruído do tipo transiente, ou seja, ruído com amplitudes variantes, já provoca reações adversas no ser humano a partir de 35 dB(A). O efeito do ruído, a partir de 70 dB(A) e a longo tempo de exposição, pode induzir a hipertensão arterial, secreção elevada de catecolaminas e de hormônio corticosteroides e adrenocorticotróficos, úlcera péptica, stress, irritação, excitação maníaco-depressiva, arteriosclerose e infarto, entre outros males (Cantrel, 1974; Rai et al, 1981; Vacheron, 1993). Rai et al., observaram em trabalhadores submetidos a jornadas de trabalho de cerca de 7 horas em ambientes com níveis de ruído da ordem de 97 dB(A) aumentos de 46% no colesterol livre e 31% no cortisol.

Problemas de ruído acústico no meio-ambiente tornaram-se mais observáveis nas últimas décadas devido ao aumento do número de equipamentos industriais e do crescimento da densidade populacional. Outro fator que tem contribuído para agravar o nível de ruído ambiental é o uso de materiais leves para construção e pela fabricação de equipamentos esbeltos (cujo objetivo é a redução dos custos).

São conhecidos alguns tipos de ruído acústico no meio-ambiente. O primeiro é causado por turbulência, sendo totalmente aleatório. Este tipo de ruído distribui a energia igualmente ao longo das bandas de frequência, sendo conhecido como ruído de banda larga. Exemplos são sons de baixa frequência de aviões a jato e o ruído impulsivo de uma explosão. Outro tipo, chamado de ruído de banda estreita, concentra a maior parte da energia em frequências específicas. Este tipo de ruído pode ser encontrado em máquinas rotativas ou repetitivas, contendo características periódicas

ou quase periódicos (sinais transientes). (Tokhi et al., 1992 apud Delfino, 2005). Outro exemplo destas gerações é a radiação de ruído a partir das descargas de um duto, sendo este uma fonte de ruído comum na indústria, sobretudo o ruído proveniente de tubulação com válvulas de controle. (ver apêndice A para mais informações de tipos de sinais.)

No caso das refinarias de petróleo, o parque industrial há uma grande quantidade de dutos e torres de resfriamento. Que no caso são consideradas significativas fontes de ruído. Nas figuras 1.1, 1.2 e 1.3 pode-se observar o quão importante é a utilização de dutos neste tipo de indústria.



Figura 1.1: Destaque para a presença de dutos em refinaria de Petróleo.



Figura 1.2: Destaque para a presença de dutos, torres em geral e descargas atmosféricas em refinaria de Petróleo.



Os fluídos que são transportados nestes dutos ocasionam uma forte vibração irradiando ondas sonoras de alta intensidade. A fonte de ruído também pode ser caracterizada por uma válvula de escape ou vazamentos indesejados no duto.

Nas torres de resfriamento são os ventiladores que geram ruído de alta intensidade. Tendo em mente o ventilador da torre de resfriamento, pode-se também considerar os dutos de ventilação entre outros dispositivos que utilizam de ventiladores como principal atuador de resfriamento.

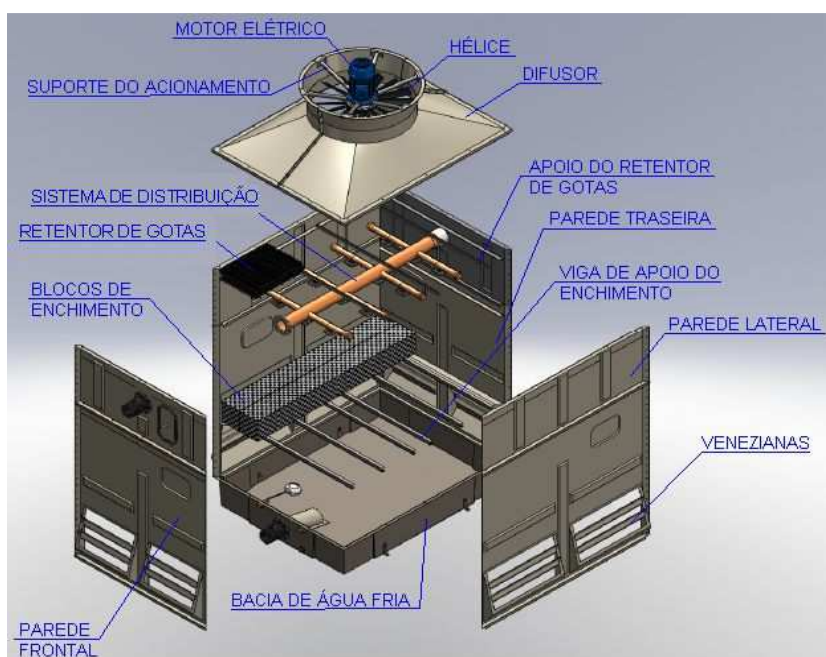


Figura 1.3: Exemplo de estrutura de uma torre de resfriamento

Os dutos, como geradores de ruído podem propagar ondas sonoras nas altas frequências, onde o comprimento de onda do som é pequeno se comparado com as dimensões do duto. Desta forma, o duto se comporta como uma placa no que diz respeito à irradiação de ruído e vibração.

Existem duas formas fundamentais de controlar o ruído acústico: Passivo e Ativo. A forma mais tradicional é o método passivo de controle de ruído para atingir atenuação desejada do mesmo. Este tratamento acústico passivo é bem eficaz nas faixas de alta frequência, no entanto apresentam altos custos (grandes áreas para revestimento de espuma, lã de vidro ou de rocha, paredes duplas, enclausuramento, etc...), apresentam a desvantagem de serem ineficazes em baixa frequência. Esforços para solução deste problema tem sido estudadas, com considerável interesse no estudo de Controle Ativo de Ruído. (Tiseo, et al. 2011)

Para solucionar o problema de ruído em baixa frequência, tem sido desenvolvido sistemas de controle ativo de ruído (CAR ou em Inglês, Active Noise Control - ANC) . O sistema CAR contém dispositivos eletroacústicos que atenuam o som indesejado pela geração de uma onda sonora de igual amplitude, porém de fase oposta coloquialmente chamada de “antirruído”. O ruído primário (fonte) e o antirruído (controle) se interferem, resultando no cancelamento sonoro. A Figura 1.4 ilustra fisicamente a interferência e o cancelamento quando eles se superpõem. O desempenho do sistema de cancelamento depende da precisão da amplitude e da oposição de fase das ondas sonoras geradas. (Delfino, 2005)

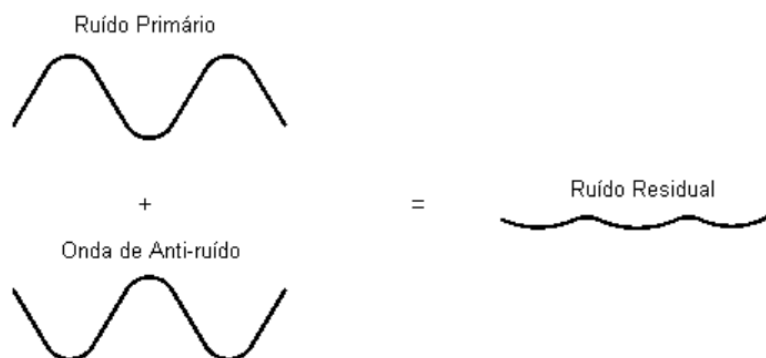


Figura 1.4: Interferência destrutiva de ondas de mesma frequência.

No sistema CAR normalmente são utilizados dois tipos de estratégia de controle, controle *feedforward* e controle *feedback*, a diferença básica entre eles é que no controle *feedback* é mensurado somente o sinal de erro na chamada zona de silêncio ao redor do microfone no entanto o controle *feedforward* utiliza um sinal de referência do ruído antes que ele atinja esta zona de silêncio. Alguns exemplos de sistemas ao qual o CAR já provou ser efetivo são utilizados para redução de ruído em dutos, escapamentos de motores, transformadores de redes elétricas, fones de ouvido de proteção (EPI – protetor auricular), interiores de automóveis e aeronaves. (Matej Tekavcic, 2010).

Embora sejam conceitualmente simples, há inúmeras dificuldades e limitações a serem vencidas quando se pretende implementar alguma estratégia para um controlador ativo de ruído. Dentre estas destacam-se:

- Variações inesperadas do ambiente em decorrência de mudanças climáticas, das suas características acústicas, da presença mais/menos de pessoas, etc;

- Limitações tecnológicas dos transdutores eletroacústicos, sendo que em muitos casos os transdutores utilizados para o controle têm que trabalhar em ambientes muito agressivos com acentuadas taxas de poeira, umidade e altas temperaturas;
- Dependência acentuada do volume físico de controle e da localização dos sensores e atuadores neste volume;
- A complexidade de implementação dos algoritmos de controle utilizados. Neste caso deve-se observar atentamente os requisitos de velocidade e dimensão do software, como também o ajuste adequado dos parâmetros do controlador tendo em vista sua estabilidade e eficiência e
- As características não lineares dos sensores e atuadores que introduzem complexidade no projeto do controlador, (Kou et al., 1996 apud Cárdenas, 2005).

Para contornar algumas destas dificuldades têm sido propostos os controladores automaticamente adaptáveis. Tais controladores são filtros adaptativos, implementados em processadores digitais de sinais (DSP) que buscam, por meio de ajustes *on-line* dos seus coeficientes, minimizar o ruído do sistema, (Goodwin et al., 1984; Clarkson, 1993). Nestes procedimentos os filtros mais comumente usados são os do tipo resposta finita ao impulso (*Finite Impulse Response* - FIR) e resposta infinita ao impulso (*Infinite Impulse Response* - IIR). Os mecanismos mais comumente usados no ajuste dos coeficientes dos filtros são os algoritmos de ajustes por mínimos quadrados (*Least Mean Square* - LMS). (Widrow, 1975 apud Cárdenas, 2005).

## 1.2 Objetivo da Dissertação

Dando continuidade aos trabalhos de pesquisa realizados, onde destacamos trabalhos anteriores como por exemplo a dissertação do Delfino,(2005), a tese do Cárdenas,(2005) que apontam dificuldades em trabalhar com banda larga de frequência e possível continuidade nos projetos de controle ativo de ruído em dutos. Trabalhos mais recentes como a tese da autora Nunes,(2009), da dissertação do Nishida,(2012) e da tese do Oliveira,(2012) que apresentam ondas acústicas de alta ordem dentro de um duto, também propuseram continuidade no sistema CAR em dutos.

Com base nestes estudos e outros referenciados na revisão bibliográfica, o trabalho proposto pretende dar continuidade aos mesmos, abrangendo um seguimento pouco discutido nos referenciados. O “porque” que em algumas frequências o controle não é satisfatório, quando é ampliado a banda de frequências para o controle. Observa-se que normalmente o sistema não atinge um controle significativo (atenuação), ocorrendo em alguns casos, uma ligeira amplificação da intensidade, ou até mesmo a neutralidade do sistema (Não atenua e não amplifica a intensidade acústica).

### **1.3 Organização da Dissertação**

No Capítulo 1 tem-se uma pequena introdução sobre o assunto e a sua importância no mundo. É apresentado a importância do estudo e faz ressalva para os danos causados pela longa exposição ao ruído em relação ao bem estar de funcionários e da população. Introduz também aos princípios do controle ativo de ruído.

Capítulo II Apresenta-se uma revisão bibliográfica, abordando os trabalhos mais recentes que foram desenvolvidos em CAR.

Capítulo III Descreve-se as origens do controle ativo de ruído e os fundamentos matemáticos do Controle Ativo de Ruído e sua aplicabilidade.

Capítulo IV Apresenta os conceitos matemáticos em acústica modelagem matemática do duto.

Capítulo V Tem-se como principal documentação os resultados experimentais das simulações numéricas, onde será descrito o que foi realizado, as Funções Resposta em Frequência.

Capítulo VI Serão apresentados os resultados obtidos pelo sistema CAR conforme resultados obtidos no capítulo V.

Capítulo VII Aborda a conclusão, os aspectos gerais apresentados na dissertação e o que pode ser desenvolvido para trabalhos futuros.

Por fim tem-se o Capítulo Referência que irá conter as referências Bibliográficas.

Como material de apoio, o Capítulo Apêndices/Anexos foi acrescentado para consulta.

## CAPÍTULO II

### 2. Revisão Bibliográfica

O sistema de controle ativo de ruído foi uma das primeiras aplicações eletrônicas de controle em sistemas físicos. Lueg (1936) fez uso de dois princípios básicos da acústica para idealizar um sistema CAR: interferência e absorção. O princípio da interferência resulta da combinação de ondas acústicas levando a interferências construtivas e destrutivas, que causam intensificação ou atenuação do campo sonoro, respectivamente. O autor manipulou o princípio da superposição de tal forma que o anti-ruído gerado produzia uma interferência destrutiva das ondas sonoras, eliminando o ruído indesejado. Ele introduziu o conceito da atenuação ativa do som pela geração artificial de ondas deslocadas em fase de  $180^\circ$ . O autor também utilizou o princípio da absorção pela sincronia dos movimentos do diafragma de um alto-falante defasados de  $180^\circ$  em relação ao ruído indesejado. O esquema proporcionava a absorção da energia do ruído pelo alto-falante. Lueg (1936) ilustrou o fenômeno físico que provê a possibilidade do controle ativo de ruído da seguinte maneira:

“Uma onda acústica com frequência específica tem velocidade relativamente menor que um sinal elétrico de mesma frequência. Isto implica que, enquanto a onda sonora está viajando do ponto onde foi detectada até o ponto onde será atenuada, há tempo suficiente para o circuito eletrônico processar o sinal e ativar os elementos de controle, em um grau maior ou menor, dependendo da frequência, tipo de ruído e características físicas do sistema”. (Lueg, 1936)

Somente após vinte anos do desenvolvimento de Lueg (1936), o interesse pelo controle ativo de ruído voltou a ser discutido por Olson (1953). Este introduziu o absorvedor acústico eletrônico. Em seu artigo (Olson et al., 1953), o autor propôs a localização de redutores de som para ocupantes de veículos e operadores de máquinas. A onda sonora era detectada por um microfone e passada através de um amplificador. O amplificador, então, controlava o alto-falante de tal forma que a pressão sonora na região próxima ao microfone era reduzida. A estrutura de *feedback* do dispositivo foi uma grande contribuição, porém sua utilização possuía várias limitações práticas.

Nos anos cinquenta, Simshauser e Hawley (1955) propuseram o desenvolvimento de um protetor ativo de ouvido. O dispositivo reduzia o ruído do ambiente no ouvido pelo uso de um capacete que gerava uma pressão sonora igual em magnitude e com fase oposta ao ruído.

O dispositivo desenvolvido era um sistema de dois canais, consistindo de dois microfones e dois alto-falantes montados em ambos os fones de ouvido de um capacete militar convencional, com um amplificador e rede de deslocamento de fase para cada canal. Atualmente esta é uma das áreas de aplicações do controle ativo de ruído de maior sucesso (Chaplin et al., 1987).

Conover (1957), da General Electric, discutiu o controle ativo do ruído em transformadores. Seu trabalho foi baseado em um transformador de 15MVA. O autor não confinou seu trabalho ao laboratório, desenvolvendo resultados expressivos no campo. O esquema que ele utilizou foi localizar alto-falantes próximos à superfície do transformador, cancelando a pressão sonora nas proximidades. A vibração do transformador produzia um espectro periódico com harmônicos pares múltiplos da frequência da rede. Conover (1957) foi o primeiro a tratar deste assunto, desde então outros autores investigaram o problema.

O interesse acelerado pelo controle ativo de ruídos iniciou-se nos anos sessenta com a publicação de (Jessel et al., 1972) na França. Onde o trabalho foi concentrado nos ruídos em dutos. A contribuição dos autores foi largamente baseada no Princípio de Huygens (O princípio de Huygens é uma construção puramente geométrica que permite determinar a posição futura de uma frente de onda a partir de sua posição em um determinado instante). O trabalho de Kido (1975) foi concentrado em ruídos de transformadores. Estes autores descobriram que a principal vantagem de controladores ativos é a sua habilidade de atenuar ruídos de baixa frequência.

Os autores (Jessel et al., 1972) e (Kuo et al., 1996) também descobriram alguns problemas associados com a redução de ruídos em dutos. Estes ofereciam realimentação acústica devido aos componentes refletidos, tendendo a confundir os controladores, uma vez que o microfone de referência não conseguia distinguir o ruído primário dos componentes refletidos gerados pelo controlador. Isto levava o sistema à instabilidade ou a baixa atenuação em algumas bandas de frequências.

Pelo fato das características da fonte de ruído acústico e do ambiente não serem constantes, estes tipos de sistemas são ditos fortemente não-estacionários (variantes no tempo). Um sistema de controle deveria então ser adaptativo para cobrir as mudanças nas características da planta.

Para compensar as variações ocasionadas pelas características não-lineares e não estacionárias do sistema, foram propostos os controladores automaticamente adaptáveis.

Tais controladores são filtros adaptativos que possuem a propriedade de modificarem a função de transferência ao longo do tempo através da mudança de seus coeficientes (Goodwin et al., 1984; Clarkson, 1993). Nestes procedimentos os filtros mais comumente usados são os do tipo resposta finita ao impulso (*Finite Impulse Response* - FIR) e resposta infinita ao impulso (*Infinite Impulse Response* - IIR). O mecanismo mais comumente usado no ajuste dos coeficientes dos filtros é o algoritmo LMS (*Least Mean Square*) (Widrow, 1985).

Os filtros FIR possuem apenas zeros em sua equação característica, portanto são filtros totalmente estáveis. No entanto, para modelar o sistema acústico, estes devem possuir um grande número de coeficientes, o que pode proporcionar um grande tempo de processamento no sistema de adaptação. Já os filtros IIR possuem pólos e zeros. Devido aos pólos podem se tornar instáveis durante o processo de adaptação, ou mesmo na quantização dos coeficientes. São filtros com pequeno número de coeficientes. Um sistema de cancelamento de ruídos em dutos baseado em filtros adaptativos foi desenvolvido por Burgess (1981).

Embora as potencialidades do controle ativo do ruído tenham sido demonstradas há várias décadas, havia grandes dificuldades de realização devido às limitações técnicas dos processadores digitais para realizarem os cálculos do controlador, particularmente para sistemas que alterassem suas características rapidamente.

Toda a ideia dos controladores ativos de ruído se baseia no Processamento Digital de Sinais (*Digital Signal Processing* - DSP), onde cálculos de convoluções são exigidos a todo momento. Estes tipos de cálculos são realizados em processadores específicos, pois o processamento em tempo real é uma característica inerente destes controladores.

As implementações iniciais de DSP's em grandes computadores não eram muito práticas, contudo a disponibilidade de processadores digitais de sinais de baixo custo a partir da década de 80 causou uma revolução na área. Deste modo, DSP's embarcados num único chip estão mudando o processamento digital de sinais da mesma maneira que os microprocessadores mudaram o processamento de dados.

O primeiro DSP em um único chip foi lançado pela *Texas Instruments* em 1982. Desde já estes possibilitaram a implementação de poderosos algoritmos adaptativos a um baixo custo e encorajaram inúmeros desenvolvimentos e aplicações na área (Eriksson et al., 1987).

A partir do desenvolvimento desta tecnologia foi possível a elaboração de inúmeros trabalhos utilizando o Controle Ativo de Ruído, com filtros LMS, FXLMS, FBXLMS, etc... E utilizando de métodos como o *feedforward*, *feedback*, híbrido, etc...dentre outros. Alguns modelos e estratégias tem sido aprimorados para o melhor funcionamento do sistema CAR, a exemplo da utilização de pastilhas piezelétricas, otimizações nos blocos de LMS, uso de algoritmos de redes neurais e técnicas de otimização heurística, tais como: algoritmo genético e a evolução diferencial. Destacam-se nesta revisão bibliográfica as inúmeras possibilidades de aplicação do sistema CAR.

Osório e Nóbrega (1995) os autores da PUC-Rio introduziram o estudo de Controle Ativo de Ruído de Banda Larga em Dutos no Brasil. Os autores foram os pioneiros a comentarem no assunto utilizando de uma bancada experimental (duto monocal) utilizando estratégia *feedforward* para o sistema CAR, obtendo resultados expressivos em laboratório.

Na tese do Cárdenas (2005) o autor desenvolveu modelos analíticos matemáticos da propagação de ruído em dutos. O primeiro modelo, deduzido a partir das equações fundamentais da acústica, tem como característica central um número infinito de modos. A segunda formulação foi obtida através da expansão em série truncada de Taylor do modelo infinito dimensional anterior (série de Maclaurin). A terceira modelagem foi obtida utilizando uma expansão modal na qual foram utilizados somente os pólos do sistema original e a quarta formulação considerou tanto os pólos como os zeros do modelo infinito dimensional. O autor deu ênfase nos métodos que podem ser aplicados para o sistema CAR, exemplificando experimentalmente os métodos de malha aberta (*feedforward*), método de malha fechada (*feedback*) e método híbrido. Foi realizada então, a parte experimental de sistemas CAR em um duto de seção transversal circular com comparações dos resultados com resultados dos modelos numéricos.

No trabalho de dissertação do Delfino (2005) foi estudado e implementado um processador digital de sinais (DSP) utilizando diferentes técnicas de monocal em um duto, com avaliações das vantagens e desvantagens de cada uma delas. Assim como no trabalho de Cárdenas (2005) foram avaliados os sistemas de controle *feedback*, *feedforward* e híbrido, problemas do efeito de caminho secundário no duto também foram analisados. Outros problemas de realimentação e sugestões de soluções foram apresentadas.

O trabalho desenvolvido por Castañé-Selga e Peña (2010) demonstraram as novas aplicações em desenvolvimento, como o Controle Ativo de Ruído para capacetes de



motociclistas. Os autores analisaram as velocidades de deslocamento do ar, utilizando um manequim como modelo em túnel de vento e posteriormente o conjunto foi verificado em auto estradas. A técnica de controle ativo de ruído pesquisada, utilizou-se uma estrutura híbrida (*feedforward* + *feedback*) com filtro LMS. Com este sistema híbrido, obteve-se atenuações médias de 22dB. O esquema e os detalhes do sistema proposto são mostrados nas figuras 2.1 e 2.2:

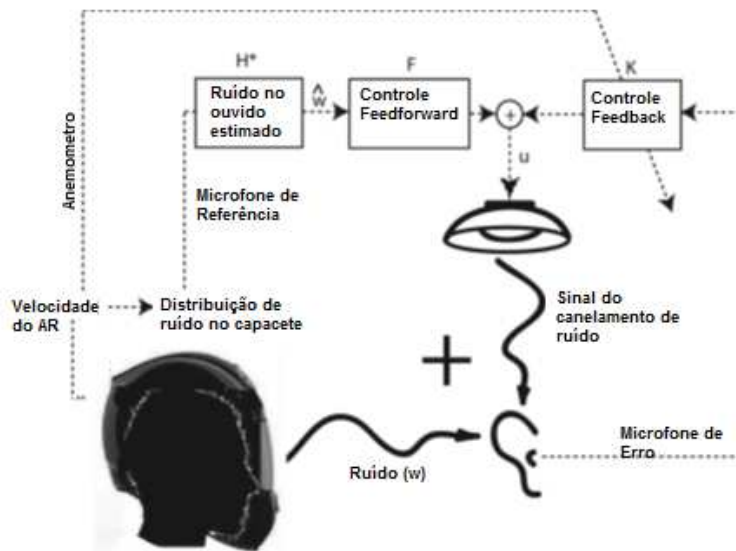


Figura 2.1: Esquema de controle híbrido com a presença de sensores e controladores.

Foram utilizados dois pares de microfones, um para controle *feedforward* e outro para o controle *feedback*, posicionados conforme figura 2.2.

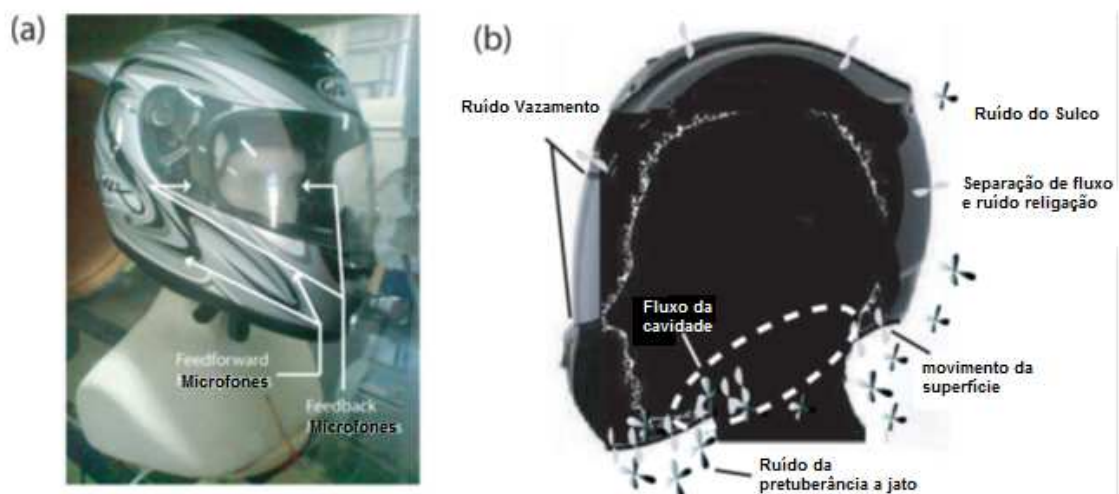


Figura 2.2: (a) Capacete e manequim utilizado nos experimentos possui um par de microfones omnidirecionais que simulam o ouvido humano (microfones de erro) e outros

dois microfones na base do queixo para (microfones de referencia). (b) Esquema aero-acústico das fontes de ruído no capacete (fluxo de ar).

Um fator importante a ser considerado no controle ativo de ruído é que independente da perturbação, o ruído pode ser mensurado antes de atingir a região onde se deseja atenuar; Esta estratégia é chamada de CAR *feedforward* que utiliza de um microfone de referência, O sistema CAR *feedback* que não possui microfone de referência, usa apenas informações do sensor de erro, pode ser muito instável em algumas circunstâncias e usualmente menos efetivo em altas frequências como no sistema CAR *feedforward*. (Matej Tekavcic, 2010). Por este e por entre outros motivos, o sistema híbrido (*feedforward* + *feedback*) é muito aclamado quando se trata de sistema CAR.

O trabalho de Baier & Wolfel (2006) simularam experimentalmente uma cabine de avião, onde as baixas frequências são a grande dificuldade de serem controladas em aeronaves. As aeronaves geralmente mostram um comportamento insatisfatório na perda de transmissão em baixas frequências sendo um agravante para as futuras estruturas de fuselagem composta. Perturbações exteriores ou estruturais como o ruído do motor ou o fluxo turbulento ao longo da fuselagem, são transmitidos para o interior da cabine. Medidas passivas de controle de ruído, tais como materiais absorventes acústicos, inseridos na cavidade entre a fuselagem e o painel da guarnição, geralmente funcionam bem acima de 1,0 kHz. Contudo, para atenuar as baixas frequências, os métodos convencionais de redução de ruído necessitam de espaços volumosos para alcançarem eficiência, espaço este não disponível em estruturas de aeronaves. Portanto, o sistema CAR apresenta ser bastante atraente para melhorar o conforto acústico dos passageiros em aeronaves comerciais.

O trabalho de Baier & Wolfel (2006), utilizou sensores e atuadores piezoelétricos e a programação de filtros FXLMS (*filtered-X least-mean-square*) para aquisição e interpretação do sinal de perturbação adquirido, permitindo fazer o controle ativo de ruído utilizando método de placa vibratória. O fundamento é estimular a placa que está recebendo a perturbação com mesma intensidade porém defasada em 180° para redução da vibração e consequentemente, reduzir a transmissão sonora, é praticamente o mesmo princípio de CAR utilizando para atenuar a propagação das ondas sonoras.

Um protótipo foi testado com o uso de controle ativo de ruído, o protótipo de 1 por 1m secção plana de parede lateral constituída por um painel endurecido de CFRP (*Carbon Fibre Reinforced Plastic*) representando a fuselagem e um painel de núcleo em favo de mel representando a guarnição. Para ruído tonal foi observado atenuações de até 20 dB e para

ruído nas frequências na banda de um terço de oitava observaram atenuações de até 10 dB. O estudo demonstrou que esse sistema oferece uma nova possibilidade para reduzir o ruído da cabine interior e, conseqüentemente, melhorar o conforto dos passageiros. (Baier & Wolfel, 2006)

Controle Ativo de Ruído multicanal também foi utilizado nos estudos de cabines (Cockpit) de aviões. Propulsores a jato ou turbo hélice que produzem ruídos de até 120dB a 1 metro de distância, como consequência, o ruído em cabines e em toda estrutura é bastante elevado, assim o trabalho de Narasimhan (2011), apresenta o controle de ruído ativo em ambiente fechado, utilizando o método multicanal, obtendo-se uma atenuação de 20dB para um ruído tonal. A figura 2.3 ilustra a cabine, sensores e os autofalantes para controle multicanal. Nesta aplicação, o sistema multicanal possibilita uma melhor atenuação nas regiões dos microfones comparada com o sistema monocanal, por não abranger de forma eficaz, toda a região dos pilotos.

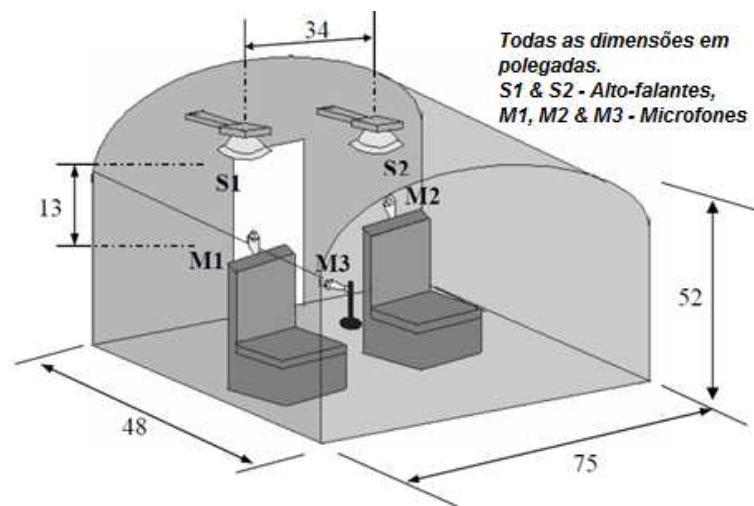


Figura 2.3: Cabine de avião padrão de aeronaves de médio porte. (Narasimhan, 2011)

Neste mesmo trabalho, Narasimhan (2011), realizou um estudo em um duto retangular com ventilador, onde neste foi aplicado o controle de ruído monocanal. Os resultados alcançados foram de até 32dB de atenuação em banda estreita e 12dB em banda larga. O duto utilizado está representado na figura 2.4:

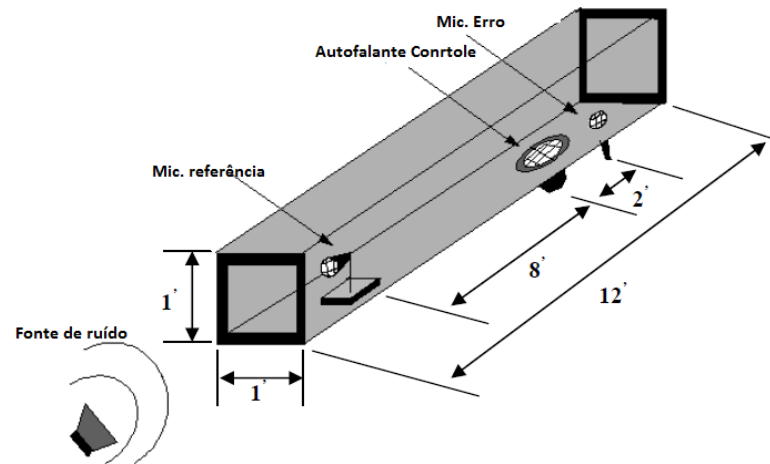


Figura 2.4: Duto utilizando controle ativo monocanal de ruído. Microfones como receptores e autôfalantes como atuadores. (Narasimhan, 2011)

Um exemplo esquemático de controle *feedforward* em carro está ilustrada na figura 2.5. A mesma estratégia pode ser utilizada para controle no interior de uma aeronave figura 2.6. Além dos autôfalantes de controle, outros tipos de atuadores com base no princípio piezelétrico podem ser aplicados, a exemplo de pastilhas ativas em painéis de fuselagem ou mesmo “*shakers*” inerciais sobre o chassi. Estes elementos atuantes efetivamente transformam a fuselagem em um alto-falante. (Tekavcic, 2011).

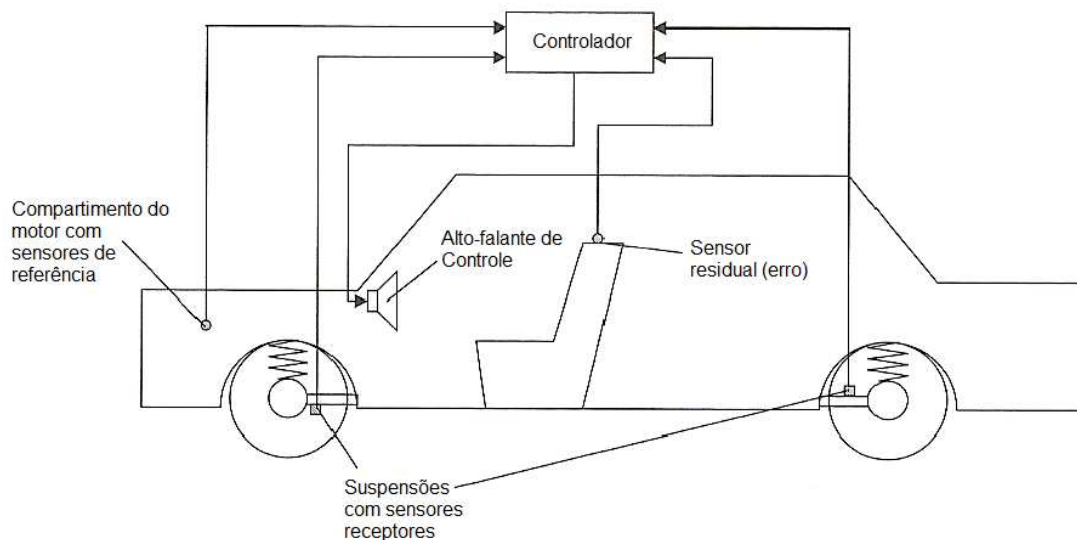


Figura 2.5: Sistema de controle ativo de ruído dentro de um carro, onde motor e suspensões geram e transmitem o ruído a serem controlados.

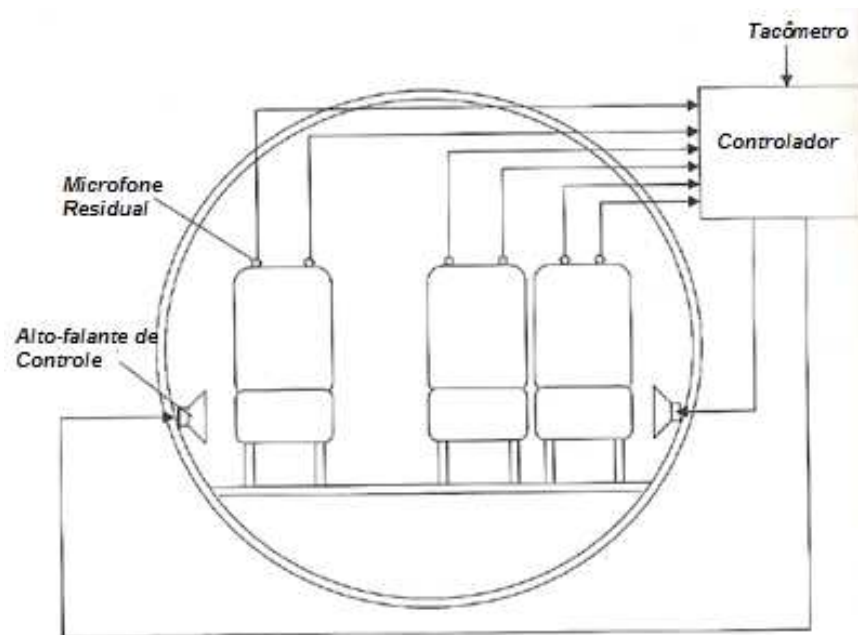


Figura 2.6: Sistema de controle ativo de ruído dentro de uma aeronave.

Oliveira (2012) apresentou soluções para ondas acústicas de alta ordem em sua tese de doutorado. O autor utilizou um duto retangular e para eliminar o problema de ondas acústicas de alta ordem, aplicou uma placa no centro do duto para reduzir a seção do duto pela metade, resultando então em duas ondas planas. Na propagação de ondas planas tem-se uma maior facilidade para aplicação do sistema CAR. O esquema do duto pode ser visto na figura 2.7:

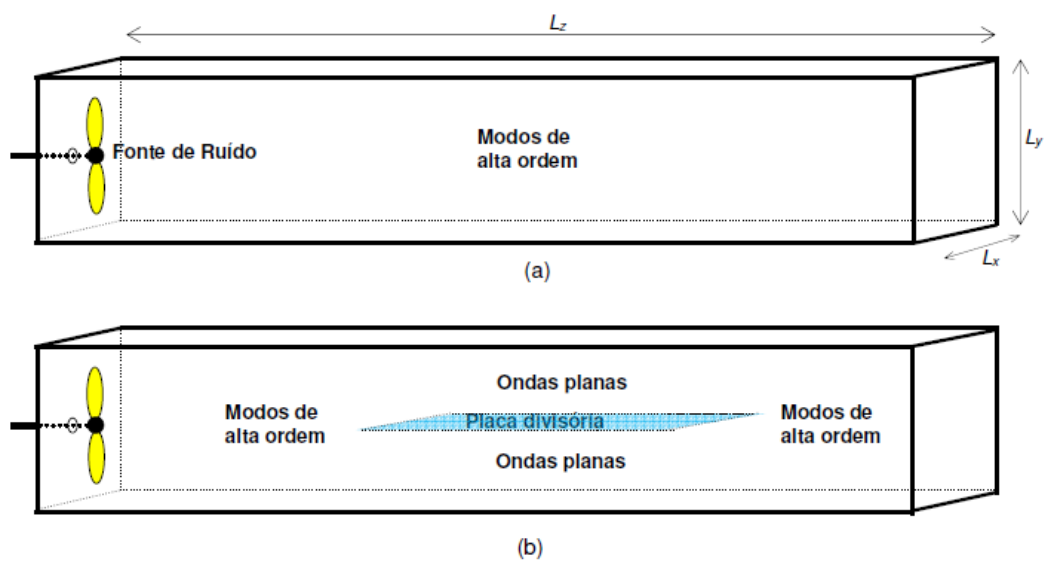


Figura 2.7: Duto com placa para o particionamento da seção retangular.

A conclusão obtida foi que dois sistemas de controle ativo de ruído monocanal independentes podem ser empregados no duto com divisão interna, cada um em uma

cavidade. Essa estratégia permite trabalhar com sinais de entrada harmônicas acima da frequência de corte do duto original (modos de alta ordem) e leva a atenuações de ruído acima de 20dB.(Oliveira, 2012)

Utilizando do mesmo princípio, Nishida (2012) trabalhou com dutos e propagação de ondas de alta ordem seccionada no centro por uma placa, demonstrou soluções baseadas em simulações via Ansys® para melhoria do sistema CAR. Neste caso o sistema de controle foi elaborado para a utilização de pastilhas piezelétricas (PZT) como atuadores, fazendo com que a placa (a mesma que secciona o duto ao meio para obter-se ondas planas) atue como fonte controladora de ruído (alto-falante) a partir das vibrações induzidas às pastilhas PZT. O sistema proposto foi desenvolvido em elementos finitos e apresentou resultados significativos em suas simulações, com atenuações de até 51 dB quando otimizado o posicionamento da pastilha piezelétrica.

Para o fechamento deste tópico observa-se que a maioria dos trabalhos foi realizada diretamente em um modelo experimental. A intenção de realizar simulações numéricas é poder realizar a constatação experimental de forma consistente, para que os resultados obtidos sejam plausíveis e que as divergências possam ser analisadas e serem passíveis de correção. Este trabalho intensiona reconhecer as faixas de frequências nas quais haverá possibilidade de sucesso em aplicar determinada estratégia de controle e indicar quais faixas não haverá sucesso. A base fundamental do estudo será fazer o levantamento das Funções Resposta em Frequência entre o sinal gerado e medido, para avaliar as ocorrências das ressonâncias e anti-ressonâncias respectivamente e assim avaliar as faixas de frequências passíveis de controle, gerando reposicionamento, acréscimo ou ujma outra estratégia com sensores para garantir uma eficiencia global ao sistema.

## CAPÍTULO III

Neste capítulo são demonstrados, os conceitos do Controle Ativo de Ruído aplicados em Dutos, as formulações matemáticas e seus diagramas.

### 3 Controle Ativo de Ruído em Dutos

Os controladores ativos de ruído normalmente são constituídos pelos seguintes elementos:

- **Sensores Receptores:** Microfones, acelerômetros, tacômetros ou outros dispositivos capazes de oferecer referências dos níveis de ruído a cancelar.
- **Sensores Atuadores:** Dispositivos eletroacústicos, através dos quais se modifica o campo acústico com a finalidade de obter uma diminuição da pressão acústica. Podem ser alto-falantes ou atuadores piezelétricos.
- **Planta:** Ambiente acústico a controlar. Exemplos clássicos são as ondas planas acústicas em dutos, o ruído no interior de um veículo, etc.
- **Controlador:** Sistema eletrônico que processa os sinais dos sensores e mediante algum conhecimento prévio da planta, gera um sinal que é transformado em ondas acústicas pelos atuadores.

Os controladores ativos de ruído se dividem em dois grandes grupos: os controladores em malha aberta (*feedforward*) e os controladores em malha fechada (*feedback*). O primeiro grupo cancela tanto ruídos de banda estreita (ruídos periódicos) como ruídos de banda larga (ruídos aleatórios) e o segundo grupo é mais eficiente para ruídos periódicos (Minguez, 1998).

A seguir descreve-se os métodos de controle Ativo de ruído, lembrando que este projeto foi direcionado para controle em Malha aberta (*feedforward*).

#### 3.1 Sistema de Controle em Malha Aberta (*Feedforward*) de Banda Larga

Uma quantidade considerável de ruído de banda larga é produzida em dutos, tais como sistemas de ventilação e exaustão. Um simples esquema de sistema de controle em

malha aberta de banda larga (*Broadband Feedforward ANC*) para um duto pode ser visto na Figura 3.1. Quando se dispõe de um sinal que serve como referência do ruído que se deseja cancelar, diz-se que o sistema é de malha aberta. Nesta configuração o sensor de referência mede o sinal indesejado em um ponto anterior e então alimenta um controlador para se obter o cancelamento do ruído em um ponto posterior. Em outras palavras, um sinal de referência  $x(n)$  é medido por um microfone próximo à fonte de ruído antes que este passe pelo alto-falante. O controlador digital utiliza o sinal de referência para gerar um sinal  $y(n)$  de igual amplitude e fase oposta 180°. O sinal de anti-ruído é utilizado para guiar o alto-falante para produzir um som de cancelamento que atenua o ruído acústico primário no duto.

O princípio básico do sistema de controle em malha aberta é que atraso de propagação da onda sonora entre o microfone de referência e o alto-falante ofereça tempo suficiente de se calcular o controle e ativar o anti-ruído, causando, assim, o cancelamento (Lueg, 1936).

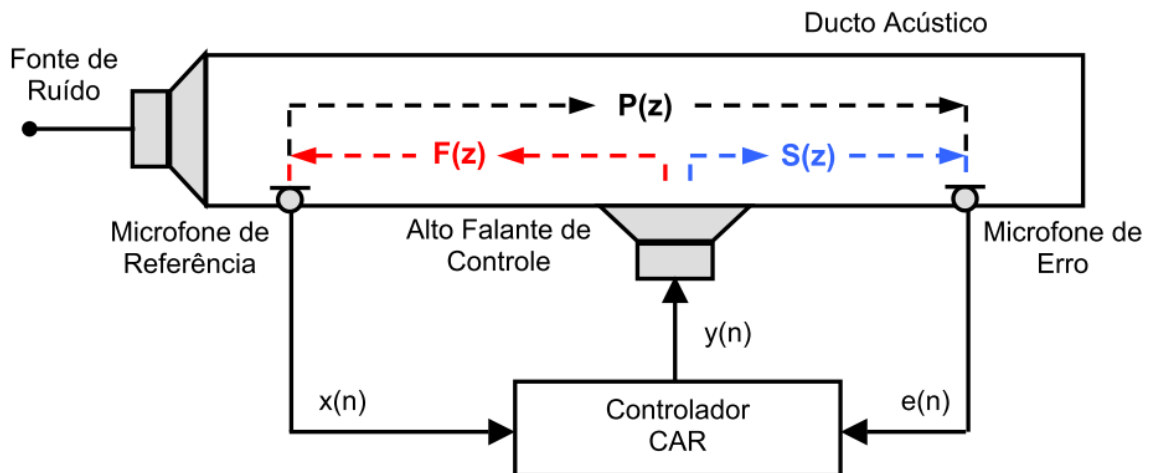


Figura 3.1: Controle Ativo de Ruído em malha aberta de banda larga.

A distância entre o microfone de referência e o alto-falante de cancelamento deve satisfazer o “princípio da causalidade”. Isto significa dizer que o atraso do sinal acústico entre o microfone de referência e o alto-falante deve ser maior ou no mínimo igual ao atraso entre a fonte de ruído e o microfone de referência somado ao atraso entre o alto-falante e o microfone de erro. De outra forma, a causalidade significa que o sinal de referência deve ser medido de tal forma que exista tempo para se gerar o anti-ruído antes que o ruído chegue ao alto-falante de cancelamento. Além dos atrasos acústicos, deve-se também considerar o atraso gerado pelos cálculos realizados pelo controlador digital (Nelson, 1992).



A principal tarefa do controlador é se antecipar ao fenômeno físico, de forma preditiva, através das informações captadas pelo sensor de referência, de modo que o ruído seja cancelado no sensor de erro. Assim, o sinal de referência medido pelo sensor de entrada e o sinal proveniente do sensor de erro devem possuir alta correlação.

Na maioria das metodologias, o controlador é um filtro digital cujos coeficientes são modificados (adaptados) segundo uma estratégia definida. O microfone de erro mede o sinal de erro (ou resíduo)  $e(n)$ , que é comumente utilizado como um índice de performance para adaptar os coeficientes do controlador. O uso de um sinal de erro para ajustar os coeficientes do filtro não constitui uma realimentação (malha fechada), pois o sinal de erro não é comparado com o sinal de referência. Além disto, ele não é entrada do filtro adaptativo, sendo utilizado somente na adaptação. O diagrama de blocos deste esquema pode ser visto, considerando a Transformada Z, na Figura 3.2.

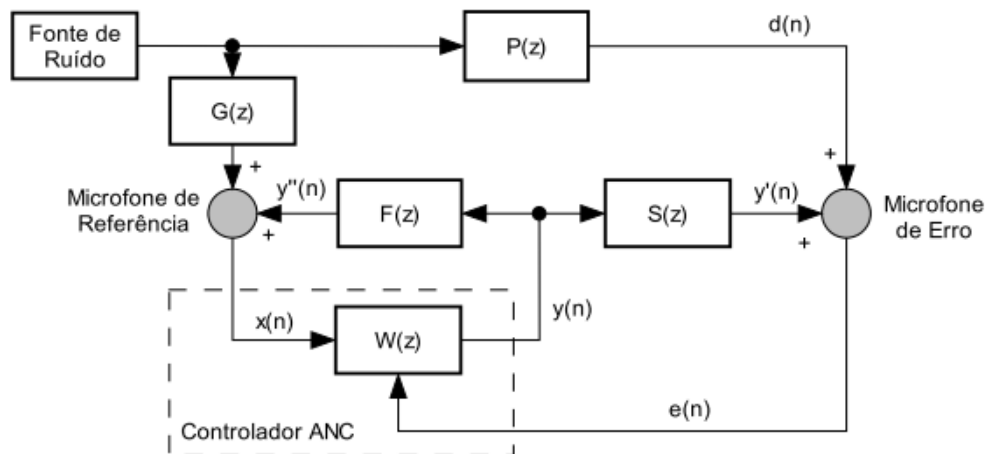


Figura 3.2: Diagrama de blocos para um CAR malha aberta de banda larga

Os sinais e funções de transferência são:

$d(n) \equiv$  Sinal da fonte de ruído no microfone de erro.

$e(n) \equiv$  Sinal de erro ou resíduo.

$x(n) \equiv$  Sinal de referência (entrada) do controlador.

$y(n) \equiv$  Sinal de saída do controlador.

$P(z) \equiv$  Função de transferência entre a fonte de ruído e o microfone de erro (Caminho Primário).

$G(z) \equiv$  Função de transferência entre a fonte de ruído e o microfone de referência.

$S(z) \equiv$  Função de transferência entre o sensor atuador (alto-falante) e o microfone de erro (Caminho Secundário).

$F(z) \equiv$  Função de transferência entre o sensor atuador (alto-falante) e o microfone de referência (Caminho de Realimentação ou feedback).

$W(z) \equiv$  Função de transferência do sistema de controle (Filtro Digital).

Segundo a figura 3.2, a fonte de ruído produz um sinal indesejado que sofre mudanças em suas propriedades ao longo dos caminhos  $G(z)$  e  $P(z)$ , tornando-se  $u(n)$  e  $d(n)$ , respectivamente. O controlador  $W(z)$  recebe o sinal de referência  $x(n)$ , produzindo uma saída estimada  $y(n)$ . Esta saída também sofre mudanças ao longo dos caminhos  $F(z)$  e  $S(z)$ , tornando-se  $y''(n)$  e  $y'(n)$ , respectivamente. Este por sua vez, é somado acusticamente com o sinal  $d(n)$ , gerando o resíduo do ruído  $e(n)$ . A realimentação acústica indesejada  $y''(n)$  pode causar problemas de instabilidade no sistema. Alguns autores desconsideram a existência da função  $G(z)$ , devido ao posicionamento do sensor ser muito próximo à fonte de ruído.

### 3.1.1 Efeitos do Caminho Secundário $S(z)$ no Controle Ativo de Ruído

Ao se utilizar o esquema de cancelamento de ruído proposto na figura 3.1 surge um efeito importante ocasionado pela função de transferência  $S(z)$ . Este caminho secundário  $S(z)$  pode ser modelado por uma função de transferência que relaciona o sinal de saída de controle  $y(n)$  e o sinal do erro  $e(n)$ . Esta função de transferência pode incorporar, além do caminho acústico propriamente dito, os ruídos produzidos pela eletrônica do sistema como os conversores D/A, os amplificadores de potência, os alto-falantes, os microfones, os filtros “*antialiasing*”, os conversores A/D, etc. A figura 3.3 apresenta o diagrama de blocos deste sistema.

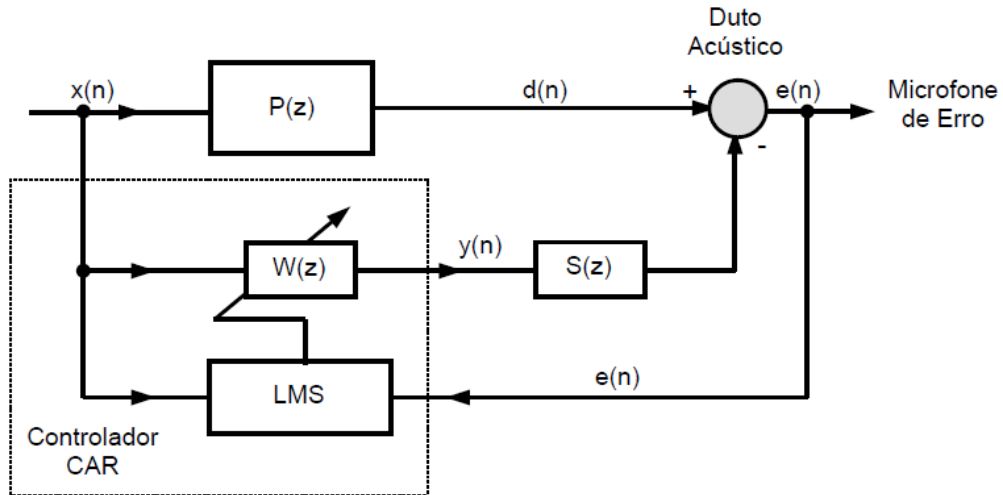


Figura 3.3: Diagrama de blocos do CAR incluindo Função transferência  $S(z)$ .

onde:

$x(n) \equiv$  Sinal de referência do controlador.

$d(n) \equiv$  Sinal do microfone de erro procedente da fonte de ruído (ruído primário)

$y(n) \equiv$  Sinal de saída do controlador

$e(n) \equiv$  Sinal de erro.

$W(z) \equiv$  Filtro Digital Adaptativo.

$P(z) \equiv$  Função de transferência entre a fonte de ruído e o microfone de erro (caminho primário).

$S(z) \equiv$  Função de transferência entre o sensor atuador (alto-falante de controle) e o microfone de erro (caminho secundário).

Na figura 3.3, a transformada discreta do sinal do erro  $e(n)$  é:

$$E(z) = X(z) \cdot [P(z) - W(z) \cdot S(z)] \quad (3.1)$$

O erro residual é considerado ideal (i.e,  $E(z) = 0$ ), após a convergência do filtro adaptativo  $W(z)$ , o que requer que  $W(z)$  realize a seguinte função de transferência:

$$W(z) = \frac{P(z)}{S(z)} \quad (3.2)$$

Nesta circunstância o filtro adaptativo  $W(z)$  envolve simultaneamente o modelo do caminho primário  $P(z)$  e o modelo inverso do caminho secundário  $S(z)$ . O termo  $S(z)$  que aparece no denominador da equação (3.2), pode provocar instabilidade no controlador, contribuindo com pólos no domínio de  $z$ , e gerando ganhos elevados para  $W(z)$  em certas frequências.

### 3.1.2 Algoritmo de Controle Filtro-X LMS (FXLMS)

A introdução da função transferência  $S(z)$  no caminho secundário do controlador causa, no algoritmo clássico LMS (*Least Mean Square*) de ajustes dos coeficientes do filtro  $W(z)$ , instabilidade no sistema de controle (Elliott et al., 1985 apud Cárdenas, 2005).

Há algumas alternativas para se contornar tal dificuldade. Morgan (1980) sugere duas soluções aproximadas para este problema.

- A primeira solução é fazer um filtro inverso  $1/S(z)$ , em série com  $S(z)$ .
- A segunda solução é fazer um filtro idêntico à  $S(z)$  no caminho do sinal de referência, tal solução é conhecida como algoritmo filtro-X LMS (Widrow et al., 1985).

Na figura 3.4 é mostrado o diagrama de blocos do FXLMS. O algoritmo filtro-X LMS (FXLMS) foi deduzido por Widrow et al. (1981) no contexto do controle adaptativo e Burgess (1981) o aplicou para compensar os efeitos do caminho secundário em aplicações no controle ativo de ruído.

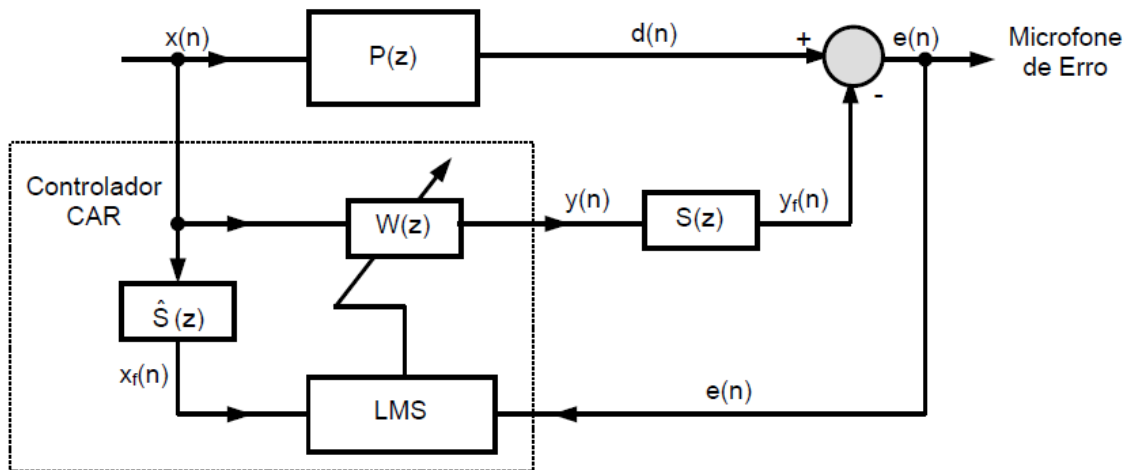


Figura 3.4: Diagrama de blocos do algoritmo FXLMS para CAR.

onde,

$x(n) \equiv$  Sinal de referência de entrada do controlador.

$d(n) \equiv$  Sinal do microfone de erro procedente da fonte de ruído (ruído primário)

$y(n) \equiv$  Sinal de saída do controlador

$e(n) \equiv$  Sinal de erro.

$W(z) \equiv$  Filtro Digital Adaptativo.

$P(z) \equiv$  Função de transferência entre a fonte de ruído e o microfone de erro (caminho primário).

$S(z) \equiv$  Função de transferência entre o atuador (alto-falante de controle) e o microfone de erro (caminho secundário).

$\hat{S}(z) \equiv$  Estimativa da função de transferência entre o atuador (alto-falante de controle) e o microfone de erro (caminho secundário).

A saída  $y(n)$  do algoritmo ilustrado na figura 3.4 é calculada a partir de um filtro FIR. A configuração deste filtro é mostrada na figura 3.5

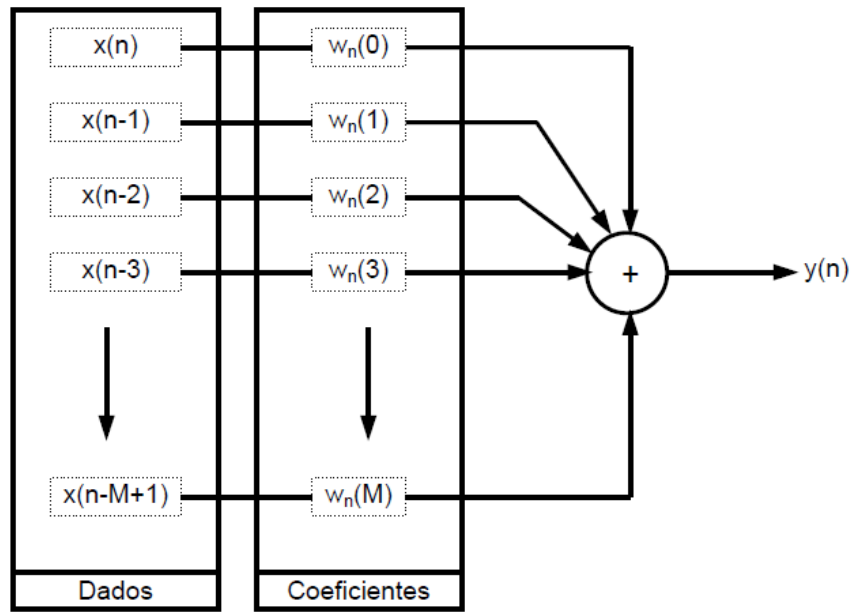


Figura 3.5: Esquema do filtro FIR em diagrama de blocos.

assim:

$$y(n) = w^T(n) \cdot x(n) = \sum_{k=0}^M w_n(k) \cdot x(n-k) \quad (3.3)$$

Desta maneira o erro residual  $e(n)$  da figura 3.4 é expresso como:

$$e(n) = d(n) - s(n) * [w^T(n) \cdot x(n)] \quad (3.4)$$

onde  $s(n)$  é a resposta ao impulso do caminho secundário  $S(z)$ ,  $*$  denota a convolução linear entre  $w_n(k) = [w_n(0) \ w_n(1) \ \dots \ w_n(M-1)]^T$  que são os coeficientes do vetor  $W(z)$  no instante  $n$ ,  $x(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-M+1)]^T$  que é o vetor do sinal de referência no instante  $n$  e finalmente  $M$  representa a ordem do filtro FIR.

A maioria dos algoritmos adaptativos faz uso de técnicas do gradiente descendente na busca pelos coeficientes ótimos do filtro adaptativo  $w(n)$ . Nesta abordagem, a direção de busca pelos coeficientes ótimos é determinada pela direção oposta à do gradiente do erro conforme ilustra a figura 3.6.

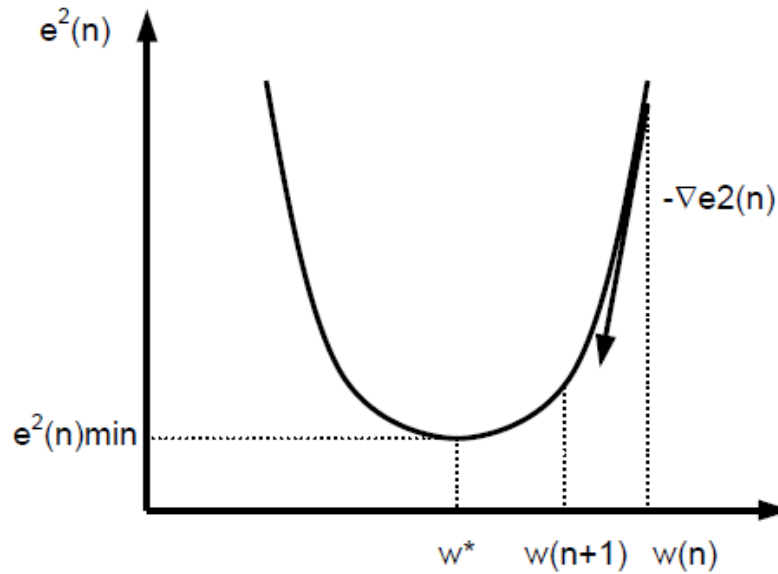


Figura 3.6: Gráfico do gradiente descendente.

Assumindo uma função de custo  $\xi(n) = E[e^2(n)]$ , o filtro adaptativo procura minimizar o erro quadrático instantâneo definido como:

$$\hat{\xi}(n) = e^2(n) \quad (3.5)$$

Utilizando o algoritmo do gradiente descendente, os coeficientes do filtro são dados por:

$$w(n+q) = w(n) - \frac{\mu(n)}{2} \nabla \hat{\xi}(n) \quad (3.6)$$

Isto é, o coeficiente na iteração seguinte é calculado a partir dos valores da iteração atual, menos o gradiente de erro quadrático instantâneo que é derivado a partir de cada um dos coeficientes  $w(n)$  do filtro, assim,  $\nabla \hat{\xi}(n) = \nabla e^2(n) = 2 \cdot e(n) \cdot [\nabla e(n)]$ . Da equação 3.4 tem-se,  $\nabla e(n) = -s(n) * x(n) = -x_f(n)$ , onde  $x_f(n) \triangleq [x_f(n) \ x_f(n-1) \ \dots \ x_f(n-M+1)]^T$ , o que permite escrever:

$$\nabla \hat{\xi}(n) = -2 \cdot x_f(n) \cdot e(n) \quad (3.7)$$

Substituindo a equação (3.7) em (3.6) obtém-se a expressão final de atualização dos coeficientes segundo o algoritmo *FXLMS*:

$$w(n+1) = w(n) - \mu(n) \cdot x_f(n) \cdot e(n) \quad (3.8)$$

onde  $\mu(n)$  é o passo de adaptação, que pode ser constante ou adaptativo e que influencia na estabilidade e na convergência do algoritmo.

A seguir é apresentada a metodologia adaptativa para calcular o coeficiente  $\mu(n)$ . Os valores limites para o passo de adaptação são discutidos em Widrow (1985) que propõe:

$$0 < \mu(n) < \frac{1}{(M+1) \cdot \sigma^2(n)} \quad (3.9)$$

onde  $\sigma^2(n)$  é a potência do sinal de entrada  $x_f(n)$ . O valor mais habitual utilizado para  $\sigma^2(n)$  é 10% do valor máximo (Minguez, 1998 apud Cárdenas, 2005), ou seja :

$$\mu(n) = \frac{0.1}{(M+1) \cdot \sigma^2(n)} \quad (3.10)$$

Segundo esta abordagem para o cálculo do passo de adaptação é necessário conhecer a potência do sinal de entrada. Esta potência  $\sigma^2(n)$  pode ser estimada através de um algoritmo recursivo, segundo a seguinte expressão (Minguez, 1998 apud Cárdenas, 2005);

$$\sigma^2(n) = \alpha \cdot x_f^2(n) + (1 - \alpha) \cdot \sigma^2(n-1) \quad (3.11)$$

O parâmetro  $\alpha$  é função de  $N$ , que é o numero de amostras de  $x_f(n)$ :

$$\alpha = \frac{1}{N} \quad (3.12)$$

Em aplicações práticas do CAR,  $S(z)$  é desconhecida, mas pode ser estimada a partir de um filtro adicional  $\hat{S}(z)$ . Desta maneira o sinal de referência filtrado  $x_f$  é estimado no caminho secundário como:

$$x_f(n) = \hat{s}(n) * x(n) \quad (3.13)$$

onde  $\hat{s}(n)$  é a resposta estimada ao impulso no caminho secundário do filtro  $\hat{S}(z)$ . O algoritmo *FXLMS* é razoavelmente tolerante a erros realizados na estimativa do caminho secundário  $S(z)$  pelo filtro  $\hat{S}(z)$ . Segundo Morgan (1980), dentro do limite de baixa adaptação, o algoritmo *FXLMS* irá convergir mesmo para erros de aproximadamente 90° graus de defasagem entre  $\hat{S}(z)$  e  $S(z)$ .



A lógica do algoritmo de controle FXLMS passo a passo é apresentado a seguir:

1. Inicialização:

Coeficientes:  $w(k)_0 = 0$ ,  $M + 1$  coeficientes

Potência:  $\sigma^2(0) = 1$

2. Leitura de  $x(n)$  e  $e(n)$ .

3. Parâmetro  $\alpha$

4. Cálculo da saída do filtro FIR:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} w(k)_n \cdot x(n-k)$$

5. Cálculo da entrada Filtrada:

$$x_f(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \hat{s}(k)_n \cdot x(n-k)$$

6. Estimação da potência de  $x_f(n)$ :

$$\sigma^2(n) = \alpha \cdot x_f^2(n) + (1 - \alpha) \cdot \sigma^2(n-1)$$

7. Cálculo do passo de adaptação:

$$\mu(n) = \frac{0.1}{(M+1) \cdot \sigma^2(n)}$$

8. Atualização dos coeficientes:

$$w(k)_{n+1} = w(k)_n - \mu(n)e(n)x_f(n-k)$$

9. Faça  $n = n + 1$  e volte ao ponto 2.

A modelagem da função de transferência  $S(z)$  devido a mesma ser desconhecida, será demonstrada na secção 3.5 deste capítulo. Métodos de modelagem off-line.

Pode se observar na figura 3.1 que quando é emitido o sinal de controle no alto falante de cancelamento, este sinal também influencia no microfone de referência, este fenômeno é chamado de realimentação acústica. A seguir tem-se um apanhado sobre este fenômeno e suas soluções.

### 3.1.3 Efeitos e soluções de Realimentação Acústica

Observando a figura 3.1, o anti-ruído emitido pelo alto-falante de controle pode realimentar o sistema através do microfone de referência, modificando assim o sinal de referência  $x(n)$ , este fenômeno é chamado de realimentação acústica ou efeito feedback.(Cárdenas, 2005).

O diagrama de blocos do CAR incluindo o fenômeno de realimentação acústica é apresentado na figura 3.7.

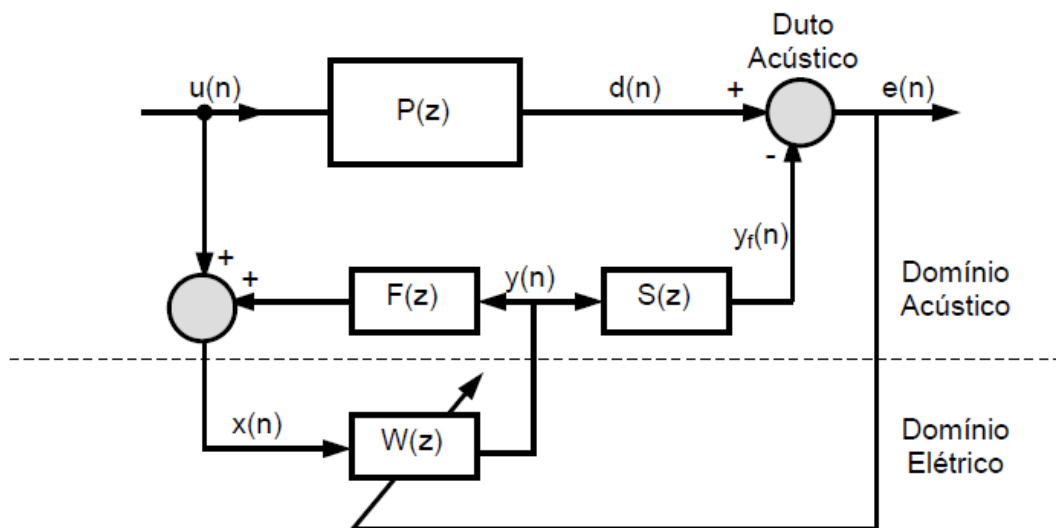


Figura 3.7: Diagrama de blocos de um CAR com realimentação Acústica.

onde,  $u(n)$  é o ruído primário,  $x(n)$  é o sinal capturado pelo microfone de referência e  $F(z)$  representa a função de transferência da realimentação acústica entre saída do filtro adaptativo  $W(z)$  e o sensor de referência.

Algumas soluções foram propostas para solucionar o problema da realimentação acústica:

- Uso de microfones e alto falantes direcionais (Tichy et al. 1983).
- Uso de um filtro adaptativo em tempo real colocado em paralelo com o caminho de retorno na parte de realimentação acústica) (Poole et al, 1984)
- Uso de sinais de compensação para cancelar os efeitos do retorno acústico (FBXLMS). Sinais gerados através de um filtro de compensação cujos

coeficientes são determinados off-line através de um treinamento (Kuo et, al. 1996)

- Uso de filtros adaptativos IIR (Eriksson et al, 1996).

A seguir são apresentadas algumas destas soluções.

### 3.1.3.1 Compensador de Realimentação Acústica FBXLMS

Um controlador ativo de ruído feedback com compensador de realimentação acústica feedback é mostrado na figura 3.8. Onde o Filtro  $\hat{F}(z)$  é uma estimativa da função transferência  $F(z)$  entre a saída de controle  $y(n)$  do algoritmo adaptativo e a entrada do sinal de referência  $u(n)$  do microfone. Este controlador é conhecido na literatura como sistema de controle *FBFXLMS*.

O filtro  $\hat{S}(z)$  é o compensador da função de transferência do caminho secundário  $S(z)$  do algoritmo *FXLMS*.

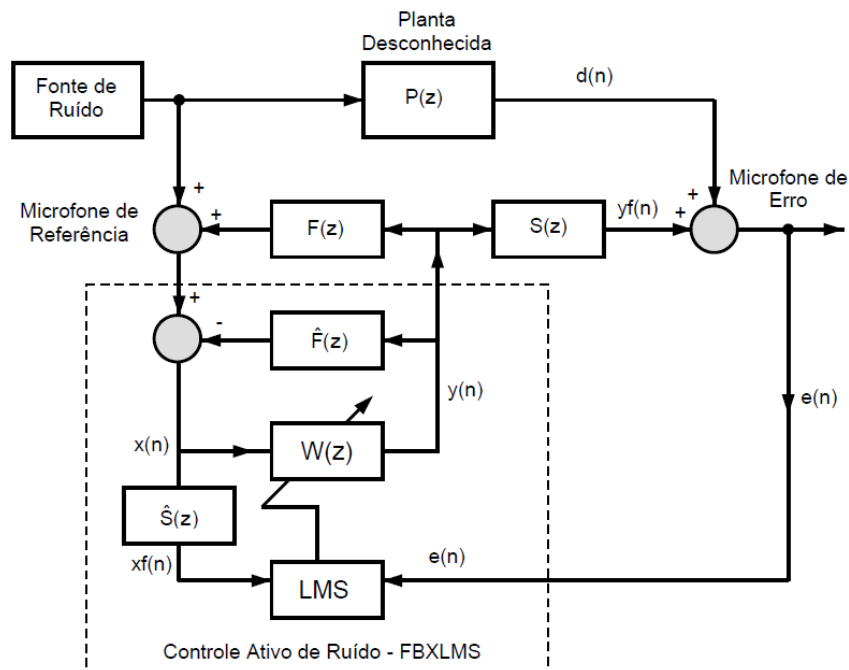


Figura 3.8: Controlador Ativo de Ruído utilizando algoritmo FBFXLMS.

onde:

$u(n) \equiv$  Sinal do ruído primário.

$x(n) \equiv$  Sinal de entrada do controlador.

$d(n) \equiv$  Sinal do microfone de erro procedente da fonte de ruído (ruído primário)

$y(n) \equiv$  Sinal de saída do controlador

$e(n) \equiv$  Sinal de erro.

$W(z) \equiv$  Filtro Digital Adaptativo.

$S(z) \equiv$  Função de transferência entre o atuador (alto-falante de controle) e o microfone de erro (caminho secundário).

$F(z) \equiv$  Estimativa da função de transferência entre o atuador (alto-falante de controle) e o microfone de erro (caminho secundário).

No controlador *FBFXLMS* as expressões do sinal de controle  $y(n)$ , sinal de saída  $x_f(n)$  do filtro-X e as equações de adaptação são as mesmas utilizadas no controle *FXLMS*, exceto a expressão  $x(n)$  que é expressa por:

$$x(n) = u(n) - \sum_{i=1}^L d_i \cdot y(n - i) \quad (3.14)$$

onde  $u(n)$  é o sinal capturado pelo microfone de referência,  $d_i$  são os coeficientes do filtro  $\hat{F}(z)$ . No caso de um modelo perfeito do fenómeno de realimentação a função de transferência  $\hat{F}(z)$ , pode ser expressa como  $\hat{F}(z) = F(z)$ , a retroalimentação acústica é completamente cancelada por  $\hat{F}(z)$ . Desta maneira o filtro adaptativo converge para a função de transferência dada na equação (3.3), que é, no caso ideal, sem realimentação acústica. A função de transferência  $\hat{F}(z)$  é similar as utilizadas nos sistemas para cancelamento de eco acústico em aplicações de telecomunicações (Kuo et.al, 1993 apud Cárdenas, 2005)

Os modelos  $\hat{F}(z)$  e  $\hat{S}(z)$  podem ser estimados simultaneamente por técnicas de modelamento online e *off-line*. ( Kuo et al,1996 apud Cárdenas, 2005).

### 3.1.3.2 Filtro adaptativo IIR

O filtro FIR é em algumas metodologias substituído por um filtro IIR (infinite impulse response). Tal filtro que procura modelar o controlador  $w(z)$ , envolve na sua estrutura um número menos de parâmetros veja equação (3.18) O filtro IIR apresenta na sua estrutura zeros e pólos do sistema físico.

Os pólos de um filtro IIR possibilitam a obtenção de boas características do controlador com estruturas de baixa ordem, precisando de menos operações aritméticas (Laugesen, 1993 apud Cárdenas, 2005). No entanto os filtros adaptativos IIR possuem algumas desvantagens:

- Os filtros IIR são condicionalmente não estáveis devido a possibilidade de que alguns pólos do sistema saírem do círculo unitário durante o processo de adaptação causando desta maneira instabilidade no sistema;
- A adaptação dos coeficientes IIR pode exigir um passo relativamente baixo de convergência em comparação ao filtro FIR, tendo portanto uma resposta mais lenta.

O primeiro inconveniente pode ser solucionado limitando o valor dos coeficientes do filtro para impedir que os pólos saiam do círculo unitário(Shink,1989 apud Cárdenas, 2005). Com relação aos mínimos locais, estes podem desaparecer se o número de coeficientes dos filtros for suficientemente elevado. (Stearns, 1981 apud Cárdenas, 2005).

O diagrama de blocos do controlador ativo de ruído com filtro adaptativo IIR é ilustrado na figura 3.9.

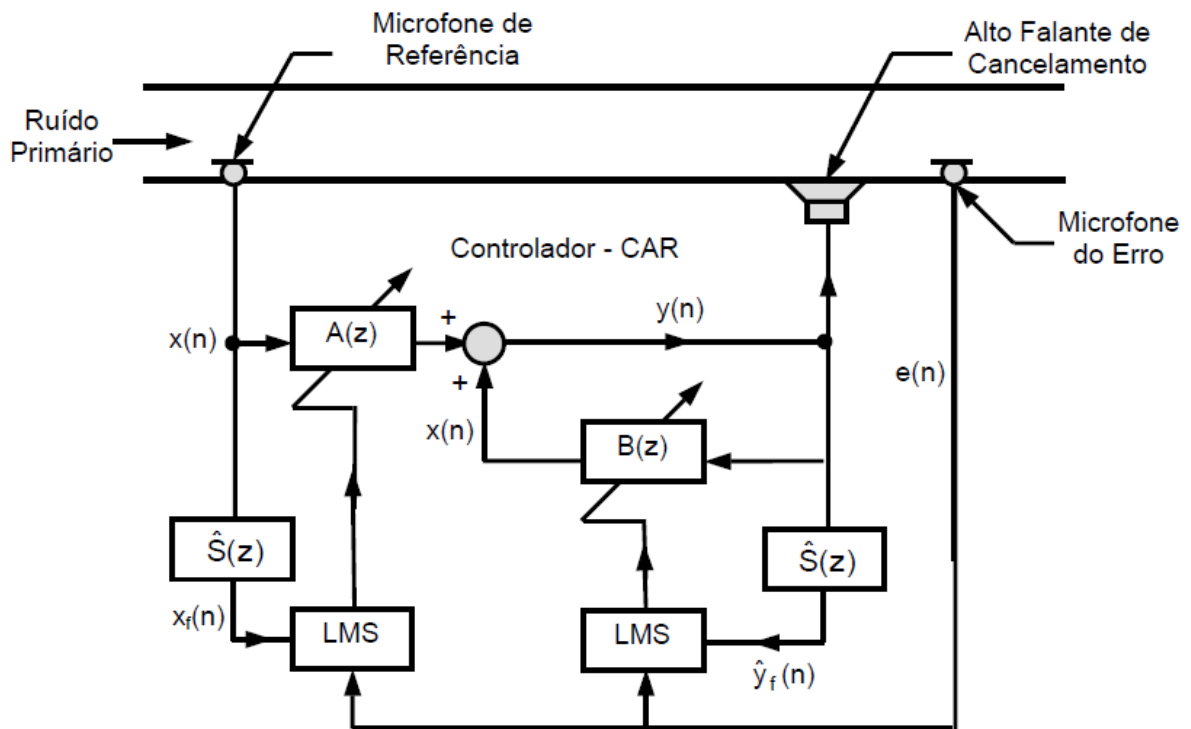


Figura 3.9: Diagrama de blocos do Controlador Ativo de Ruído IIR.

onde,

$x(n) \equiv$  Sinal de entrada do controlador.

$d(n) \equiv$  Sinal do microfone de erro procedente da fonte de ruído (ruído primário)

$y(n) \equiv$  Sinal de saída do controlador

$e(n) \equiv$  Sinal de erro.

$A(z) \equiv$  Filtro Digital Adaptativo A.

$B(z) \equiv$  Filtro Digital Adaptativo B.

$\hat{S}(z) \equiv$  Função de transferência entre o atuador (alto-falante de controle) e o microfone de erro (caminho secundário).

A saída de controle  $y(n)$  do algoritmo ilustrado na figura 3.10 é calculada a partir de um filtro IIR:

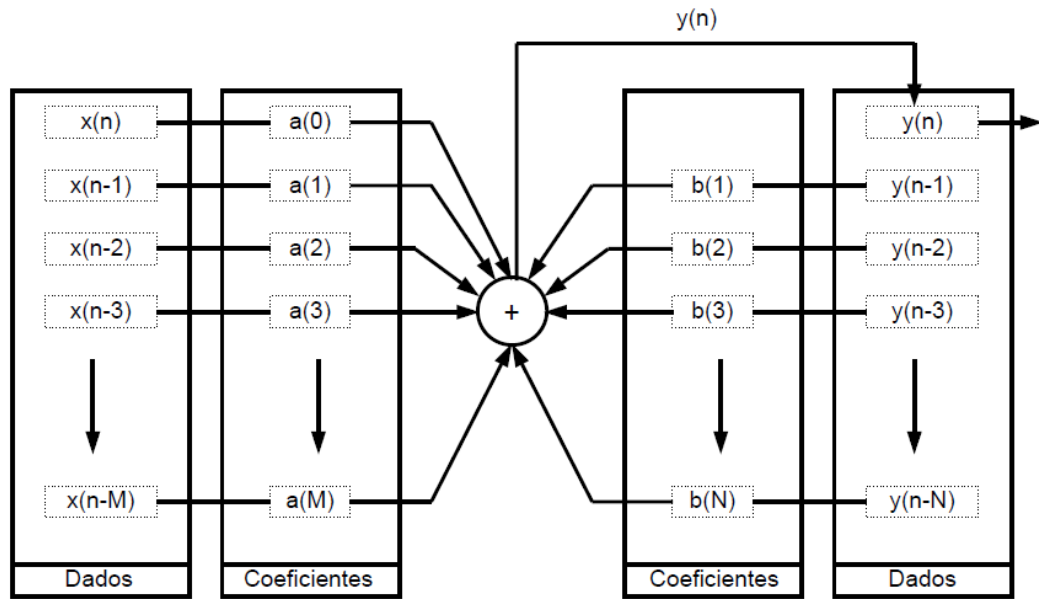


Figura 3.10: Estrutura do Filtro Digital Tipo IIR.

assim:

$$y(n) = a^T(n) \cdot x(n) + b^T(n) \cdot y(n-1) = \sum_{i=1}^{M-1} a_i(n) \cdot x(n-i) + \sum_{j=0}^N b_j(n) \cdot x(n-j) \quad (3.15)$$

onde  $a(n) \equiv [a_0(n) \ a_1(n) \ \dots \ a_{M-1}(n)]^T$  é o tamanho do vetor  $A(z)$  para um instante  $n$ ,  $x(n)$  é o sinal de referência,  $M$  é a ordem de  $A(z)$ ,  $b(n) \equiv [b_0(n) \ b_1(n) \ \dots \ b_N(n)]^T$  é o tamanho do vetor  $B(z)$ ,  $N$  é a ordem de  $B(z)$  e finalmente  $y(n) \equiv [y(n-1) \ y(n-2) \ \dots \ y(n-N)]^T$  é a saída do vetor atrasado por um instante de tempo. (Cárdenas, 2005)

Alguns algoritmos adaptativos podem ser utilizados para encontrar um ótimo conjunto de coeficientes de  $a_M$  e  $b_N$  para minimizar o sinal do erro  $e(n)$ . Em 19976 Feintuch sugere um algoritmo recursivo LMS, denominado Filtro – U LMS, para o CAR. Nesta metodologia os coeficientes do filtro são dados por:

$$a(n+1) = a(n) + \mu \cdot x_f(n) \cdot e(n) \quad (3.16)$$

$$b(n+1) = b(n) + \mu \cdot \hat{y}_f(n-1) \cdot e(n) \quad (3.17)$$

onde  $\hat{y}_f(n-1) \equiv \hat{s}(n) * y(n-1)$  é a versão filtrada do sinal de cancelamento para um tempo  $n-1$ .

No entanto os filtros IIR apresentam problemas de instabilidade ocasionados pelos pólos e zeros que a função de transferência possui. Por este motivo a utilização de filtros IIR é muito comum em aplicações de CAR.

### 3.2 Sistema de Controle em Malha Aberta (*Feedforward*) de Banda Estreita

Em aplicações onde o ruído primário é periódico (ou quase periódico) e é produzido por máquinas rotativas, por exemplo, o microfone de referência pode ser substituído por um sensor não-acústico, tal como acelerômetros, tacômetros, ou um sensor ótico. Esta substituição elimina os problemas de realimentação acústica que ocorre no sistema de banda larga.

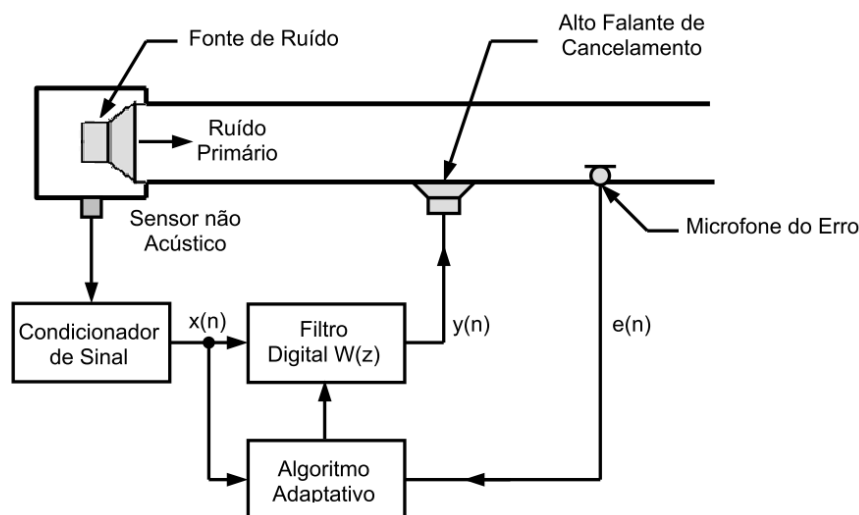


Figura 3.11: Controle ativo de ruído em malha aberta de banda estreita

O esquema para um sistema de controle em malha aberta de banda estreita (*Narrowband Feedforward ANC*) pode ser visto na Figura 3.11. O sensor não-acústico é sincronizado com a fonte de ruídos e é utilizado para sintetizar um sinal de entrada que contenha a frequência fundamental e seus harmônicos da fonte primária. Este tipo de sistema controla os ruídos harmônicos através da filtragem adaptativa do sinal de referência sintetizado. Em veículos, as rotações por minuto (RPM) geralmente estão disponíveis e podem ser usadas como sinal de referência. Um microfone de erro ainda é necessário para medir o resíduo do ruído acústico. Este sinal de erro é então utilizado para ajustar os coeficientes do filtro adaptativo. O diagrama de blocos pode ser visto na Figura 3.12.



Segundo à Figura 3.12, a fonte de ruído produz um sinal indesejado que sofre mudanças em suas propriedades ao longo do caminho  $P(z)$ , tornando-se  $d(n)$ . O sinal de entrada do controlador  $W(z)$  é sintetizado pelo mesmo ou adquirido por um sensor não acústico. Este sinal sincronizado de referência  $x(n)$  produz no controlador uma saída estimada  $y(n)$ . Esta saída também sofre mudanças ao longo do caminho  $S(z)$ , tornando-se  $y'(n)$ . Este por sua vez, é somado acusticamente com o sinal  $d(n)$ , gerando o resíduo  $e(n)$ . A realimentação indesejada responsável por problemas de instabilidade no sistema não ocorre neste tipo de configuração.

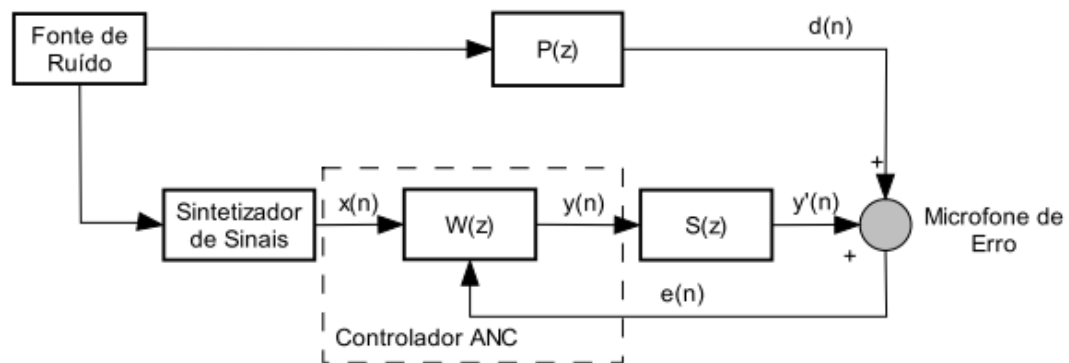


Figura 3.12.: Diagrama de blocos para um CAR malha aberta de banda estreita.

Os sinais e funções de transferência são:

$d(n) \equiv$  Sinal da fonte de ruído no microfone de erro.

$e(n) \equiv$  Sinal de erro ou resíduo.

$x(n) \equiv$  Sinal de referência (entrada) do controlador.

$y(n) \equiv$  Sinal de saída do controlador.

$P(z) \equiv$  Caminho Primário.

$S(z) \equiv$  Caminho Secundário.

$W(z) \equiv$  Função de transferência do sistema de controle.

Geralmente, esta técnica apresenta algumas vantagens como se segue (Kuo et al., 1996):

- Problemas de degradação física do microfone de referência em ambientes agressivos são eliminados. Isto é importante do ponto de vista de engenharia, por causa da dificuldade de medir o ruído de referência em altas temperaturas e dutos de gás turbulentos como em sistemas de exaustão.
- Os problemas de causalidade são eliminados devido à periodicidade do ruído. A forma de onda do ruído possui componentes em frequência constantes. Somente ajustes em amplitude e fase são necessários. Isto permite maior flexibilidade no posicionamento do alto-falante de cancelamento.
- O controlador tem a habilidade do cancelamento seletivo, ou seja, somente alguns harmônicos precisam ser controlados independentemente (filtros notch).
- É necessário modelar somente parte da função de transferência da planta acústica relacionada com os tons harmônicos. Um filtro FIR com poucos coeficientes pode ser usado, melhorando a eficiência computacional.
- A realimentação acústica indesejada do alto-falante de cancelamento no microfone de referência é eliminada.

### 3.3 Estimativa off-line do caminho secundário $S(z)$

Assumindo que as características de  $S(z)$  são desconhecidas e invariantes no tempo, podem ser usadas técnicas de modelagem *off-line*, durante um estágio de treinamento. Para estimar  $S(z)$  ao final do estágio de treinamento o modelo estimado  $\hat{S}(z)$  é fixado no algoritmo e utilizado para o controle ativo de ruído.

Na figura 3.13 é ilustrado o esquema experimental na estimativa *off-line* do caminho secundário.

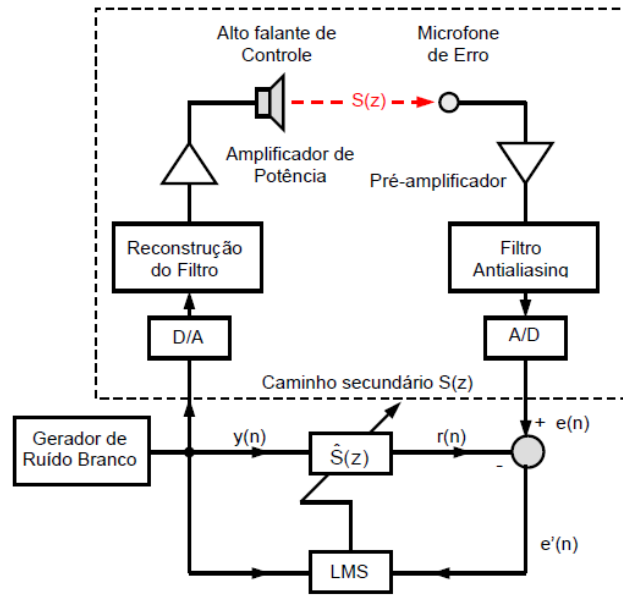


Figura 3.13: Estimativa *off-line* do caminho secundário.

Pode-se observar que a estimativa de  $S(z)$  é gerada a partir de um ruído branco introduzido no sistema. Sendo a potência do ruído branco conhecida, não é necessário estimá-la recursivamente. Já que o passo de adaptação é conhecido e deve satisfazer a equação (3.18).

$$0 < \mu < \frac{1}{(N+1)\sigma^2} \quad (3.18)$$

O algoritmo para estimar o caminho secundário é apresentado a seguir:

1. Inicialização:

Coeficientes :  $\hat{s}(k)_0 = 0, N+1$  coeficientes.

$\mu = \text{valor fixo.}$

2. Gerar o ruído branco  $y(n)$ . (Aproximadamente 10 segundos)
3. Cálculo da saída do filtro adaptativo FIR:

$$r(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \hat{s}(k)_n y(n-k)$$

4. Compute a diferença:

$$e'(n) = e(n) - r(n)$$

5. Atualização dos coeficientes:

$$\hat{s}(k)_{n+1} = \hat{s}(k)_n - \mu(n) e'(n) y(n-k)$$

6. Faça  $n = n + 1$  e volte ao ponto 2.

Os erros da estimação não devem produzir diferenças de fase superiores a  $90^\circ$  no sinal do ruído acústico, pois tais desvios produzem instabilidade (Elliot et al. 1988 apud Cárdenas, 2005).

A função de transferência do caminho secundário  $S(z)$  também pode ser estimada utilizando-se uma aproximação polinomial por um modelo ARX (Aguirre, 2000 apud Cárdenas, 2005). Esta modelagem pode ser realizada através de um pacote de identificação de sistemas, como alguns oferecidos pelo Matlab® (Nuñez et al., 2004). Esta estimativa é explicada a seguir.

### 3.3.1 Formulação do modelo ARX (Modelo Autoregressivo com Entradas Exógenas) utilizando para estimar o caminho primário e secundário

A função de transferência do caminho secundário foi estimada off-line utilizando-se uma aproximação polinomial para um modelo do tipo ARX. O modelo ARX utilizado possui a seguinte formulação (Cárdenas, 2005 apud Aguirre, 2000):

$$A(k) \cdot y(t) = B(k) \cdot u(t - q) \quad (3.19)$$

Expandindo o modelo ARX e isolando o termo  $y(t)$ , tem-se:

$$y(t) = [b_1 \cdot u(t - q) + b_2 \cdot u(t - q - 1) + \dots + b_{nb} \cdot u(t - q - nb - 1)] - [b_1 \cdot y(t - 1) + a_2 \cdot y(t - 2) + \dots + a_{na} \cdot y(t - na)] \quad (3.20)$$

onde:

- $na$  = número de pólos;
- $nb$  = Número de zeros +1;
- $q$  = atraso de tempo do sistema.

O modulo ARX dado pela expressão acima relacionada a saída atual,  $y(t)$ , a um número finito de saídas,  $y(t-k)$ , e entradas,  $u(t-k)$ , passadas.

Os coeficientes  $A(k)$  e  $B(k)$ , são encontrados minimizando-se o erro quadrático entre a saída estimada e a saída real do caminho secundário, obtido através de um ensaio experimental. Isto foi feito usando “*toolbox*” do Matlab®.

No ensaio aplicou-se ao atuador (alto-falante de controle) um sinal do tipo de ruído de banda estreita de 2Hz a 2KHz com amplitude de 500mV RMS.

Os parâmetros do modelo ARX ajustados conforme cada microfone utilizado no duto, conforme segue abaixo:

Microfone Controle R:

- Número de pólos igual a 90 ( $n_a=90$ )
- Número de zeros igual a 1 ( $n_b=1$ )
- Atraso no tempo igual a 1 ( $q=1$ )

Microfone Controle L:

- Número de pólos igual a 90 ( $n_a=90$ )
- Número de zeros igual a 1 ( $n_b=1$ )
- Atraso no tempo igual a 1 ( $q=1$ )

Microfone Erro I:

- Número de pólos igual a 90 ( $n_a=90$ )
- Número de zeros igual a 1 ( $n_b=1$ )
- Atraso no tempo igual a 1 ( $q=1$ )

Microfone Erro II:

- Número de pólos igual a 90 ( $n_a=90$ )
- Número de zeros igual a 1 ( $n_b=1$ )
- Atraso no tempo igual a 1 ( $q=1$ )

Microfone Saída :

- Número de pólos igual a 90 ( $n_a=90$ )
- Número de zeros igual a 1 ( $n_b=1$ )
- Atraso no tempo igual a 1 ( $q=1$ )

OBS: ARMAX Modelo Autoregressivo com Entradas Exógenas e Média Móvel.

A título de curiosidade segue abaixo tabela diferenciando as equações:

Tabela 3.1: Modelos lineares típicos (Cajueiro,2012)

<b>Estruturas do Modelo</b>	<b>Equações do Modelo</b>
AR - Autoregressivo	$y(k) = (1/D(q)).e(k)$
ARX – AR com Entradas Exógenas	$y(k) = (B(q)/A(q)).u(k) + (1/A(q)).e(k)$
ARMAX – ARX com Média Móvel	$y(k) = (B(q)/A(q)).u(k) + (C(q)/A(q)).e(k)$
OE – Desvio na Saída	$y(k) = (B(q)/F(q)).u(k) + e(k)$
BJ – Box-Jenkins	$y(k) = (B(q)/F(q)).u(k) + (C(q)/A(q)).e(k)$
FIR – Resposta ao Impulso Finita	$y(k) = B(q).u(k) + e(k)$

## CAPÍTULO IV

Neste capítulo serão apresentados os fundamentos matemáticos em acústica, a bancada experimental e os modelos matemáticos utilizados.

### 4.1 Fundamentos matemáticos para um duto em Acústica

#### 4.1.1 Onda plana

O que caracteriza a propagação plana de uma onda sonora é que o ponto no espaço é descrito apenas pela coordenada  $x$ , ou seja, a pressão sonora independe das coordenadas  $y$  e  $z$ . Portanto, em qualquer ponto de um plano perpendicular à coordenada  $x$ , a pressão sonora é uniforme em qualquer instante  $t$ . Neste caso, diz-se que a pressão sonora está “em fase neste plano”.

Considera-se que o duto esteja preenchido com fluido, no caso Ar. A perturbação da pressão acústica “ $p$ ” e a velocidade da partícula “ $u$ ” em todos os pontos de uma secção transversal são as mesmas. A “crista da onda” ou fase de superfície, definido como superfície em todos os pontos onde “ $p$ ” e “ $u$ ” possuem a mesma amplitude e fase, esta é uma onda plana normal em direção de sua propagação. (Munjál, 1987).

São apresentadas então as equações linearizadas para este caso:

Continuidade de Massa:

$$\rho_0 \frac{\partial u}{\partial z} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0; \quad (4.1)$$

Equilíbrio Dinâmico:

$$\rho_0 \frac{\partial u}{\partial t} + \frac{\partial p}{\partial z} = 0; \quad (4.2)$$

Equação da Energia:

$$\left( \frac{\partial p}{\partial \rho} \right)_s = \frac{\gamma(p_0 + p)}{\rho_0 + \rho} \simeq \frac{\gamma \rho_0}{\rho_0} = c_0^2; \quad (4.3)$$

onde  $z$  é a coordenada axial ou longitudinal;  $p_0$  e  $\rho_0$  são respectivamente a pressão do ambiente e densidade média,  $s$  é a entropia, sendo  $p/p_0 \ll 1$ ,  $\rho/\rho_0 \ll 1$ . Onde  $c_0$  é a velocidade do som.

Da equação (4.3) tem-se que,

$$\rho = \frac{p}{c_0^2}; \quad \frac{\partial \rho}{\partial t} = \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial p}{\partial t}; \quad \frac{\partial \rho}{\partial z} = \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial p}{\partial z}. \quad (4.4)$$

A equação de equilíbrio dinâmico é também referenciada como equação de momento. Similarmente, a equação de massa de continuidade é comumente chamada também por equação da continuidade.

Substituindo a equação (4.4) em (4.1) e eliminando  $u$  das equações (4.1) e (4.2) por diferenciação da primeira com respeito ao  $t$ , a segunda com respeito a  $z$  e por fim subtraindo, chega-se em

$$\left[ \frac{\partial^2}{\partial t^2} - c_0^2 \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right] p = 0. \quad (4.5)$$

Esta equação diferencial parcial homogênea, linear e unidimensional (isto é, envolvendo somente uma coordenada no espaço), com coeficientes constantes ( $c_0$  é independente de  $z$  e  $t$ ) admite-se a solução geral:

$$p(z, t) = A_1 f(z - c_0^2 t) + A_2 g(z + c_0 t). \quad (4.6)$$

Supondo que a dependência do tempo é de forma exponencial  $e^{j\omega t}$ , então a solução torna-se:

$$p(z, t) = A_1 e^{j\omega(t - \frac{z}{c_0})} + A_2 e^{j\omega(t + \frac{z}{c_0})}. \quad (4.7)$$

A primeira parte da solução é igual a  $A_1$ , quando  $z = t = 0$  e também quando  $z = c_0 t$ .

Assim, a equação representa a onda movendo-se progressivamente adiante sem ser atenuada e sem aumento de velocidade  $c_0$ . Similarmente pode ser considerado, segunda parte da solução, a onda movendo-se progressivamente na direção oposta de mesma velocidade,  $c_0$ . Portanto  $c_0$  é a velocidade de propagação da onda, (4.5) é a equação da onda, e a solução (4.7) representa a sobreposição de duas ondas progressivas de amplitudes  $A_1$  e  $A_2$  movendo-se em direções opostas.



A equação (4.5) é classicamente chamada de equação da onda unidimensional, e a velocidade de propagação da onda  $c_0$  é também chamada de velocidade de fase ou velocidade do som. Como a pressão acústica  $p$  é linearmente relacionada à velocidade da partícula  $u$ , por este motivo, a velocidade potencial  $\phi$  é definida pela relação:

$$u = \frac{\partial \phi}{\partial z}; \quad p = -\rho_0 \frac{\partial \phi}{\partial t} , \quad (4.8)$$

A variável dependente apresentada na equação (4.8) pode ser tanto  $u$  ou  $\phi$ . Devido a esta dupla identidade, a principal característica da onda na equação está no operador diferencial,

$$L \equiv \frac{\partial^2}{\partial t^2} - c_0^2 \frac{\partial^2}{\partial z^2} , \quad (4.9)$$

que é classicamente chamado de operador da onda unidimensional.

Fatorando o operador de onda, tem-se:

$$\frac{\partial^2}{\partial t^2} - c_0^2 \frac{\partial^2}{\partial z^2} = \left( \frac{\partial}{\partial t} + c_0 \frac{\partial}{\partial z} \right) \left( \frac{\partial}{\partial t} - c_0 \frac{\partial}{\partial z} \right) , \quad (4.10)$$

Pode-se perceber que a onda move-se para frente (primeira parte da solução (4.6) ou (4.7) é a solução da equação,

$$\left( \frac{\partial p}{\partial t} + c_0 \frac{\partial p}{\partial z} \right) = 0 , \quad (4.11)$$

e para onda que move-se para trás (a segunda parte da solução (4.6) ou (4.7) é a solução da equação:

$$\left( \frac{\partial p}{\partial t} - c_0 \frac{\partial p}{\partial z} \right) = 0 , \quad (4.12)$$

A equação (4.7) pode ser rearranjada da seguinte forma:

$$p(z, t) = [A_1 e^{-jkz} + A_2 e^{+jkz}] e^{j\omega t} , \quad (4.13)$$

onde  $k = \omega/a_0 = 2\pi/\lambda$ ,

sendo  $k$  o número da onda ou constante de propagação e  $\lambda$  o comprimento da onda.

A velocidade de partícula  $u$  também satisfaz a mesma equação da onda, uma delas pode ser escrita da seguinte forma:

$$u(z, t) = [A_3 e^{-jkz} + A_4 e^{+jkz}] e^{j\omega t} , \quad (4.14)$$

Substituindo as equações (4.13) e (4.14) na equação de equilíbrio dinâmico (4.2) tem-se que:

$$A_3 = A_1 / \rho_0 c_0 , \quad A_4 = A_2 / \rho_0 c_0 ,$$

Assim tem-se que

$$u(z, t) = \frac{1}{Z_0} (A_1 e^{-jkz} - A_2 e^{+jkz}) e^{j\omega t} , \quad (4.15)$$

onde  $Z_0 = \rho_0 c_0$  é a impedância característica da meio, definido como a razão entre pressão acústica e a velocidade de partícula de uma onda plana progressiva.

Para uma onda plana movendo-se dentro de um duto, pode ser definido como velocidade de volume ( $= Su$ ) e velocidade de massa:

$$v = \rho_0 S u , \quad (4.16)$$

onde  $S$  é a área da secção transversal do duto. Os valores correspondentes de impedância característica (definido pela razão entre a pressão acústica e a referida velocidade de uma onda plana progressiva) pode então ser caracterizada

Velocidade da partícula,  $u$ :  $\rho_0 c_0$  ;

Velocidade de volume:  $\frac{\rho_0 c_0}{S}$  ; (4.17)

Velocidade de massa,  $v$ :  $\frac{c_0}{S}$  ;

Para os dois últimos casos, a impedância característica envolve a área do duto  $S$ . Como não é uma propriedade única do meio, seria mais apropriado de chamar de impedância característica do duto.

#### 4.1.2 Dutos Circulares

A equação da onda (4.5), juntamente como Laplaciano dada por (4.18), governa a onda de propagação em dutos circulares (veja figura 4.1).

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad (4.18)$$

Ao fazer uso do método de separação de variáveis, e discriminando as dependências de tempo como  $e^{j\omega t}$  e  $\theta$  como dependência  $e^{jm\theta}$ , tem-se:

$$p(r, \theta, z, t) = \sum_m R_m(r) e^{jm\theta} Z(z) e^{j\omega t}. \quad (4.19)$$

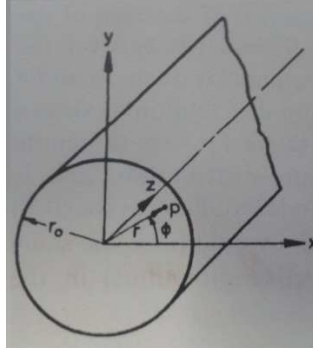


Figura 4.1: Um duto cilíndrico e seu sistema de coordenadas polares  $(r, \phi, z)$ .

Com as dependências-z em função de  $Z(z)$  sendo assumido tem-se que:

$$\frac{d^2 Z}{dz^2} = -k_z^2 Z, \quad (4.20)$$

Substituindo as equações (4.19) e (4.20) na equação da onda, obtém-se a equação de Bessel:

$$\frac{d^2 R_m}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dR_m}{dr} + \left( k_0^2 - k_z^2 - \frac{m^2}{r^2} \right) R_m = 0. \quad (4.21)$$

A qual possui uma solução geral do tipo:

$$R_m = A_3 J_m(k_r r) + A_4 N_m(k_r r), \quad (4.22)$$

onde

$$k_r^2 = k_0^2 - k_z^2. \quad (4.23)$$

$N_m(k_r r)$  tende ao infinito em  $r = 0$  (no eixo). Mas em todo ou qualquer lugar a pressão acústica tem de ser finita. Portanto a constante  $A_4$  deve ser zero.

Para um duto rígido, a velocidade radial nas paredes é nula ( $r = r_0$ ). Portanto:

$$\frac{dJ_m(k_r r)}{dr} = 0 \quad \text{sendo } r = r_0. \quad (4.24)$$

Assim, existem apenas valores discretos de  $k_r$  que satisfazem a equação (4.24):

$$J'_m(k_r r_0) = 0. \quad (4.24)$$

Após denotado o valor de  $k_r$  o mesmo corresponde a enésima raiz desta equação (4.25), como  $k_{r,m,n}$ , tem-se que:

$$p(r, \theta, z, t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} J_m(k_{r,m,n}) e^{jm\theta} \times (A_{1,m,n} e^{-jk_{z,m,n}z} + A_{2,m,n} e^{+jk_{z,m,n}z}) , \quad (4.26)$$

onde

$$k_{z,m,n} = (k_0^2 - k_{r,m,n}^2)^{1/2} . \quad (4.27)$$

Como o primeiro zero de  $J'_0$  (ou de  $J_1$ ) é zero,  $k_{r,0,1} = 0$  e  $k_{z,0,1} = k_0$ . Portanto para modo (0,1), a eq.(4.26) é reduzida para a eq.(4.13), ou na equação da onda plana de propagação. Por isso a onda plana corresponde ao modo (0,1) da equação (4.26) e se propaga sem atenuações.

Nas literaturas em geral,  $n$  representa o número zero da derivada  $J'_m(k_r r_0)$  conforme equação (4.25). Na figura 4.2 é mostrada a distribuição transversal da pressão onde  $m$  e  $n$  representam os números de nós da secção transversal do duto. A partir desta notação o modo de onda plana seria (0,0) na secção circular, isto ocorre também para dutos retangulares  $m$  e  $n$ . Estes teriam a mesma denotação, isto é, o número de nós (na respectiva direção) na distribuição transversal da pressão.

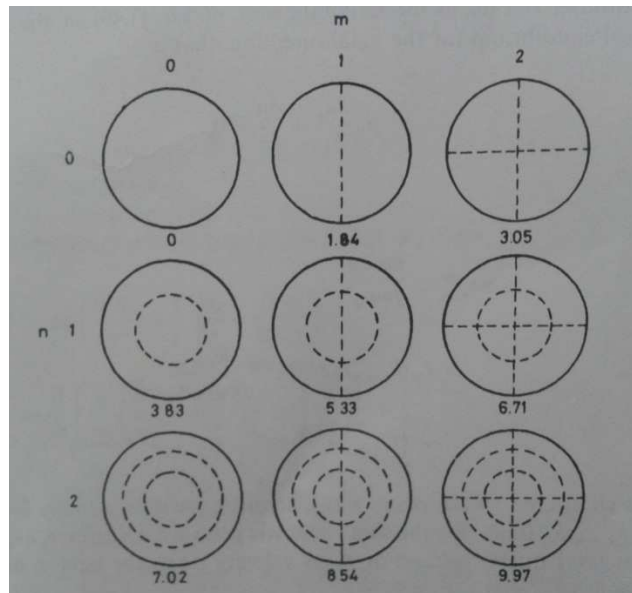


Figura 4.2: Linhas nodais para distribuição transversal da pressão em dutos circulares para resultados acima de  $m = 2$  e  $n = 2$ . (Eriksson, 1980).

De acordo com as informações disponíveis,  $n = 0$  poderia representar a primeira raiz da eq.(4.25) e  $n$  representaria a  $(n+1)$  raiz da equação (4.26).

O primeiro zero de  $J'_1$  ocorre em 1.84 e o segundo zero de  $J'_0$  ocorre em 3.83. Portanto corte no número da onda será  $1.83/r_0$  e  $3.83/r_0$  respectivamente. Em outras palavras, o primeiro modo diametral começa a se propagar em  $k_0 r_0 = 1.84$  e o primeiro modo de simetria axial em  $k_0 r_0 = 3.83$ . Se a frequência for pequena o suficiente, tal como:

$$k_0 r_0 = 1.84, \quad \text{ou} \quad f < \frac{1.84}{\pi D} a_0 \quad (4.28)$$

onde  $D$  é o diâmetro  $2r_0$ , então somente ondas planas podem se propagar.

Substituindo os modos componentes  $(m, n)$  da equação (4.30) na equação de equilíbrio dinâmico para a direção axial, tem-se:

$$\rho_0 \frac{\partial u_z}{\partial t} + \frac{\partial p}{\partial z} = 0 ,$$

Chega-se a:

$$u_{z,m,n} = \frac{\partial p / \partial z}{j \omega \rho_0} = J_m(k_{r,m,n} r) e^{jm\theta} e^{j\omega t} \frac{k_{z,m,n}}{k_0 \rho_0 c_0} \times \{A_{1,m,n} e^{-jk_{z,m,n} z} + A_{2,m,n} e^{+jk_{z,m,n} z}\}. \quad (4.29)$$

Portanto quando comparado a uma onda plana, a velocidade de partícula acústica para os modos  $(m, n)$  será  $k_{z,m,n}/k_0$  vezes para a mesma pressão acústica. As velocidades de volume ou massa não possuem um valor significativo para modos de alta ordem.

## 4.2 Modelo Matemático de um Duto Acústico

As técnicas de controle ativo de ruído em dutos necessitam da modelagem matemática do mesmo. Tal modelo é bastante conhecido na literatura, apresenta um comportamento unidimensional e invariante no tempo para frequências abaixo da frequência de corte.

A figura 4.3 apresenta esquematicamente o arranjo geométrico para o duto estudado:

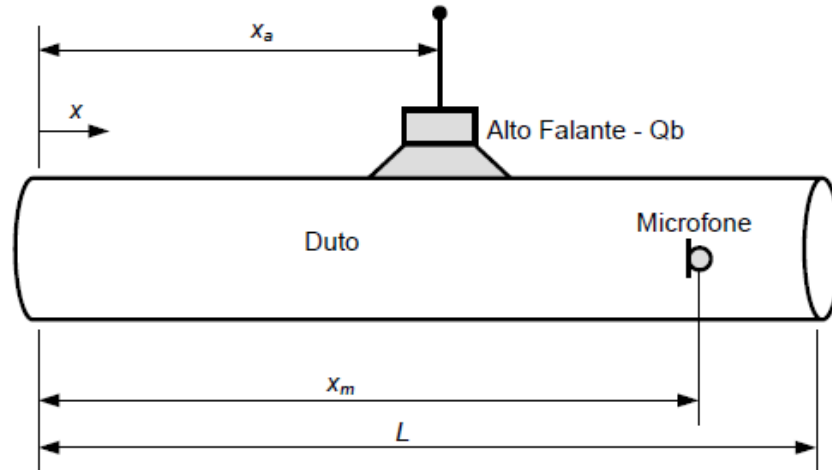


Figura 4.3: Duto acústico a ser modelado

São utilizados alto-falantes, como fontes de ruído. Estes atuadores (alto-falantes) consistem em uma bobina conectada a um diafragma de formato cônico imersa em um campo magnético. A alimentação da bobina com a corrente elétrica provoca o deslocamento do diafragma, causando o deslocamento da área do cone. Como sensor de medida do campo acústico é utilizado um microfone.

O modelo matemático para o conjunto da figura 4.3, são derivados das equações fundamentais da acústica. Os alto falantes contribuem com uma “injeção” de massa o que é se traduzida matematicamente por uma parcela não homogênea nas equações mencionadas. Assim a formulação do modelo matemático do duto pode ser expresso por:

$$\rho_0 \frac{\partial v(x, t)}{\partial t} + \frac{\partial p(x, t)}{\partial x} = 0 \quad (4.30)$$

$$\rho_0 \frac{\partial v(x, t)}{\partial x} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial p(x, t)}{\partial t} = \rho_0 v_{xa}(t) \delta(x - x_a) \quad (4.31)$$

$$\frac{\partial^2 p(x, t)}{\partial x^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p(x, t)}{\partial t^2} = \rho_0 a_{xa}(t) \delta(x - x_a) \quad (4.32)$$

onde,

$x$  é o deslocamento da partícula[m];

$t$  é a variável no tempo [seg];

$p(x, t)$  é a pressão acústica [N/m²],

$v(x, t)$  é a velocidade da partícula no ponto  $x$  e no instante  $t$  [m/seg];

$a_{xa}(t)$  é a aceleração da partícula [m/seg<sup>2</sup>] provocada por uma fonte externa acústica (alto falante) colocada  $x = x_a$ ;

$c$  é a velocidade de propagação do som [m/seg];

$\rho_0$  é a densidade específica do meio [kg/m<sup>3</sup>];

$\delta(x)$  é a função delta de Dirac.

Aplicando a transformada de *Laplace* [ $\mathcal{L}$ ] nas equações (4.30), (4.31) e (4.32) e definindo  $\beta \cong \frac{s}{c}$ , onde  $s$  é o operador de *Laplace*, obtém-se:

$$\rho_0 s V(x, s) + P'(x, s) = 0 \quad (4.33)$$

$$\rho_0 V'(x, s) + \frac{\beta}{c_0} P(x, s) = \rho_0 V_{xa}(s) \delta(x - x_a) \quad (4.34)$$

$$P''(x, s) - \beta^2 P(x, s) = \rho_0 s V_{xa}(s) \delta(x - x_a), \text{ onde } s V_{xa}(s) = \mathcal{L}\{a_{xa}(t)\} \quad (4.35)$$

A equação (4.35) pode ser escrita em variáveis de estado na forma:

$$\begin{bmatrix} P'(x, s) \\ P''(x, s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \beta^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(x, s) \\ P'(x, s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \rho_0 s V_{xa}(s) \delta(x - x_a) \quad (4.36)$$

Definindo  $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \beta^2 & 0 \end{bmatrix}$ ,  $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$  tem-se:

$$\begin{bmatrix} P'(x, s) \\ P''(x, s) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} P(x, s) \\ P'(x, s) \end{bmatrix} + B \rho_0 s V_{xa}(s) \delta(x - x_a) \quad (4.37)$$

A solução desta equação é dada por: (Furata, 1984)

$$\begin{bmatrix} P(x, s) \\ P'(x, s) \end{bmatrix} = e^{Ax} \begin{bmatrix} P(0, s) \\ P'(0, s) \end{bmatrix} + \int_0^x e^{A(x-\lambda)} B \rho_0 s V_{xa}(s) \delta(\lambda - x_a) d\lambda \quad (4.38)$$

Nesta expressão o cálculo da parcela  $e^{Ax}$  pode ser feito sabendo-se que: (Ogata, 1989)

$$e^{Ax} = \mathcal{L}^{-1}\{[\alpha I - A]^{-1}\} \quad (4.39)$$

onde  $\alpha$  representa a variável de *Laplace* " $s$ ",  $x$  representa a "Variável no tempo" e  $\mathcal{L}$  é o operador Laplaciano, assim:

$$\begin{aligned}
e^{Ax} &= \mathcal{L}^{-1}\{[\alpha I - A]^{-1}\} = \mathcal{L}^{-1}\left\{\left[\alpha \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \beta^2 & 0 \end{bmatrix}\right]^{-1}\right\} \\
&= \mathcal{L}^{-1}\left\{\left[\begin{bmatrix} \alpha & -1 \\ -\beta^2 & \alpha \end{bmatrix}\right]^{-1}\right\} = \mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{1}{\alpha^2 - \beta^2} \begin{bmatrix} \alpha & 1 \\ \beta^2 & \alpha \end{bmatrix}\right\}
\end{aligned} \tag{4.40}$$

Note que  $\mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{\beta}{\alpha^2 - \beta^2}\right\} = \sinh \beta x$  e  $\mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{\alpha}{\alpha^2 - \beta^2}\right\} = \cosh \beta x$ , substituindo na expressão acima tem-se:

$$e^{Ax} = \begin{bmatrix} \cosh \beta x & \frac{\sinh \beta x}{\beta} \\ \beta \sinh \beta x & \cosh \beta x \end{bmatrix} \tag{4.41}$$

Substituindo a equação (4.41) em (4.38) tem-se:

$$\begin{bmatrix} P(x, s) \\ P'(x, s) \end{bmatrix} = \begin{cases} e^{Ax} \begin{bmatrix} P(0, s) \\ P'(0, s) \end{bmatrix} & x \leq x_a \\ e^{Ax} \begin{bmatrix} P(0, s) \\ P'(0, s) \end{bmatrix} + e^{A(x-x_a)} B \rho_0 s V_{xa}(s) & x > x_a \end{cases} \tag{4.42}$$

A solução da equação (4.42) para  $x = L$  fica:

$$\begin{bmatrix} P(L, s) \\ P'(L, s) \end{bmatrix} = e^{AL} \begin{bmatrix} P(0, s) \\ P'(0, s) \end{bmatrix} + e^{A(L-x_a)} B \rho_0 s V_{xa}(s) \tag{4.43}$$

A equação (4.43) possui quatro variáveis desconhecidas,  $P(0, s)$ ,  $P'(0, s)$ ,  $P(L, s)$  e  $P'(L, s)$ . Duas destas variáveis podem ser encontradas a partir das condições de contorno nas extremidades do duto (Cárdenas, 2005 *apud* Doak, 1973). Substituindo estas duas condições de contorno na equação (4.43) é possível encontrar as outras variáveis.

Após encontrar as quatro condições de contorno da equação (4.42) é resolvida para calcular a pressão acústica  $P(x, s)$  para um dado ponto do duto. Este procedimento é ilustrado na secção seguinte, para uma configuração específica.

Também serão utilizados alto falantes elétricos como atuadores acústico (fonte de ruído) para o modelamento do duto que será apresentado posteriormente. Estes alto falantes providenciam a aceleração das partículas a partir do movimento do cone do alto falante, esta aceleração  $a_{x_a}(t)$  é utilizada como entrada de perturbação para o duto acústico. Assim, por conveniência é definido a velocidade de volume  $Q_b(s) \equiv s V_{x_a}(s)$ .



#### 4.2.1 Modelo Matemático do Duto com as extremidades: Aberto-Aberto

Para o duto aberto em ambas as extremidades as condições de contorno são:

$$P(0, s) = P(L, s) = 0 \quad (4.44)$$

Estas condições de contorno são substituídas na Equação (4.40):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} P(L, s) \\ P'(L, s) \end{bmatrix} &= e^{AL} \begin{bmatrix} P(0, s) \\ P'(0, s) \end{bmatrix} + e^{A(L-x_a)} B \rho_0 s V_{xa}(s) \\ \begin{bmatrix} P(L, s) \\ P'(L, s) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cosh(\beta L) & \frac{\sinh(\beta L)}{\beta} \\ \beta \sinh(\beta L) & \cosh(\beta L) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P(0, s) \\ P'(0, s) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \cosh[\beta(L-x_a)] & \frac{\sinh[\beta(L-x_a)]}{\beta} \\ \beta \sinh[\beta(L-x_a)] & \cosh[\beta(L-x_a)] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \rho_0 Q_b(s) \end{aligned} \quad (4.45)$$

e então resolvidas para calcular  $P'(0, s)$  e  $P'(L, s)$ , como:

$$P'(0, s) = - \frac{Q_b \rho_0 \sinh[\beta(L-x_a)]}{\sinh(\beta L)} \quad (4.46)$$

$$P'(L, s) = - \frac{Q_b \rho_0 \cosh(\beta L) \cdot \sinh[\beta(L-x_a)]}{\sinh(\beta L)} + Q_b \rho_0 \cosh[\beta(L-x_a)] \quad (4.47)$$

As quatro condições de contorno, equações (4.44), (4.46) e (4.47) são substituídas na equação (4.42) e usadas para obter a seguinte função de transferência:

$$\frac{P(x, s)}{Q_b(s)} = \begin{cases} \frac{\rho_0 \sinh(\beta x) \sinh[\beta(L-x_a)]}{\beta \cdot \sinh(\beta L)} & x \leq x_a \\ \frac{\rho_0 \sinh(\beta x_a) \sinh[\beta(L-x)]}{\beta \cdot \sinh(\beta L)} & x \geq x_a \end{cases} \quad (4.48)$$

#### 4.2.2 Modelo Matemático do Duto com as extremidades: Fechado-Fechado

Para o duto com ambas as extremidades fechadas, tem-se as seguintes condições de contorno:

$$P'(0, s) = P'(L, s) = 0 \quad (4.49)$$

Analogamente ao caso anterior chega-se a:

$$\frac{P(x, s)}{Q_b(s)} = \begin{cases} \frac{\rho_0 \cosh(\beta x) \cosh[\beta(L - x_a)]}{\beta \cdot \sinh(\beta L)} & x \leq x_a \\ \frac{\rho_0 \cosh(\beta x_a) \cosh[\beta(L - x)]}{\beta \cdot \sinh(\beta L)} & x \geq x_a \end{cases} \quad (4.50)$$

#### 4.2.3 Modelo Matemático do Duto com as extremidades: Aberto-Fechado

Para a condição do duto aberto – fechado tem-se as seguintes condições de contorno:

$$P(0, s) = P'(L, s) = 0 \quad (4.51)$$

Que geram a seguinte função de transferência:

$$\frac{P(x, s)}{Q_b(s)} = \begin{cases} \frac{\rho_0 \sinh(\beta x) \cosh[\beta(L - x_a)]}{\beta \cdot \cosh(\beta L)} & x \leq x_a \\ \frac{\rho_0 \sinh(\beta x_a) \cosh[\beta(L - x)]}{\beta \cdot \cosh(\beta L)} & x \geq x_a \end{cases} \quad (4.52)$$

#### 4.2.4 Modelo do Duto com condições de Contorno a partir da Impedância Acústica

As condições mostradas acima são consideradas condições ideais. A partir da definição de impedância acústica é possível escrever as condições de contorno do sistema de uma forma mais generalizada (Cárdenas, 2005 apud Morse *et al.*, 1968). Aplicando esta definição tem-se:

$$Z_0(s) = \frac{P(0, s)}{V(0, s)} \quad e \quad Z_L(s) = \frac{P(L, s)}{V(L, s)} \quad (4.53)$$

onde  $Z_0(s)$  e  $Z_L(s)$  são as impedâncias nas extremidades do duto e podem ser calculadas experimentalmente.

Relacionando a equação (4.53) com a equação fundamental (4.33) obtém-se as condições de contorno em termos de pressão e impedância acústica:

$$P(0, s) = -Z_0(s) \cdot \frac{P'(0, s)}{\rho_0 s} \quad (4.54)$$

$$P(L, s) = -Z_L(s) \cdot \frac{P'(L, s)}{\rho_0 s} \quad (4.55)$$

Substituindo estas duas condições de contorno (Equação 4.54 e 4.55) na equação (4.43), é possível obter as outras duas condições de contorno necessárias para obter o modelo do duto. Posteriormente, estas condições de contorno são substituídas na equação (4.42) obtendo-se a seguinte função de transferência generalizada em função da pressão e impedância:

$$\frac{P(x, s)}{Q_b(s)} = \begin{cases} \frac{\rho_0 \left[ \rho_0^2 s^2 \sinh \beta(L - x_a) \sinh(\beta x) - Z_0(s) Z_L(s) \beta_2 \cosh \beta(L - x_a) \cosh(\beta x) - \right. \\ \left. Z_L(s) \beta \rho_0 s \cosh \beta(L - x_a) \sinh(\beta x) + Z_0(s) \beta \rho_0 s \sinh \beta(L - x_a) \cosh(\beta x) \right]}{\beta (\rho_0^2 s^2 \sinh(\beta L) - Z_0(s) Z_L(s) \beta^2 \sinh(\beta L) + (Z_0(s) - Z_L(s)) \beta \rho_0 s \cosh(\beta L))} & x \leq x_a \\ \frac{\rho_0 \left[ \rho_0^2 s^2 \sinh \beta(L - x_a) \sinh(\beta x_a) - Z_0(s) Z_L(s) \beta_2 \cosh \beta(L - x) \cosh(\beta x_a) - \right. \\ \left. Z_L(s) \beta \rho_0 s \cosh \beta(L - x) \sinh(\beta x_a) + Z_0(s) \beta \rho_0 s \sinh \beta(L - x) \cosh(\beta x_a) \right]}{\beta (\rho_0^2 s^2 \sinh(\beta L) - Z_0(s) Z_L(s) \beta^2 \sinh(\beta L) + (Z_0(s) - Z_L(s)) \beta \rho_0 s \cosh(\beta L))} & x \geq x_a \end{cases}$$

A partir desta função de transferência é possível obter os casos particulares mostrados anteriormente. Por exemplo, a função de transferência da equação (4.48), pode ser obtida fazendo o limite de  $Z_0(s) = Z_L(s) = 0$ . A função de transferência da equação (4.50) é obtida realizando o limite de  $Z_0(s) = Z_L(s) = \infty$  e finalmente a função de transferência da equação (4.52) é obtida a partir do limite de  $Z_0(s) = 0$  e  $Z_L(s) = \infty$ ;

# CAPÍTULO V

Neste capítulo serão apresentadas as metodologias utilizadas na realização das simulações numéricas (elementos finitos – Ansys®) e para as aquisições experimentais. Apresentam-se ainda os resultados obtidos destas metodologias.

## 5.1 Simulações Numéricas

O Ansys® é um software de simulação em Elementos Finitos que permite modelar em 2D ou 3D vários tipos de estruturas. O software permite realizar análises estruturais, dinâmicas, térmicas, campo magnético, fluido, iterações de fluido estrutura, etc. Nesta dissertação será utilizado três elementos para modelagem do duto. O modelo 3D foi elaborado via SolidWorks® (software de CAD para elaborar elementos 2D e 3D) conforme visto na figura 5.1. A malha, ou seja, a estrutura base para análise em elementos finitos que descreve sua geometria, foi gerada via próprio Ansys como ilustrado na figura 5.2.

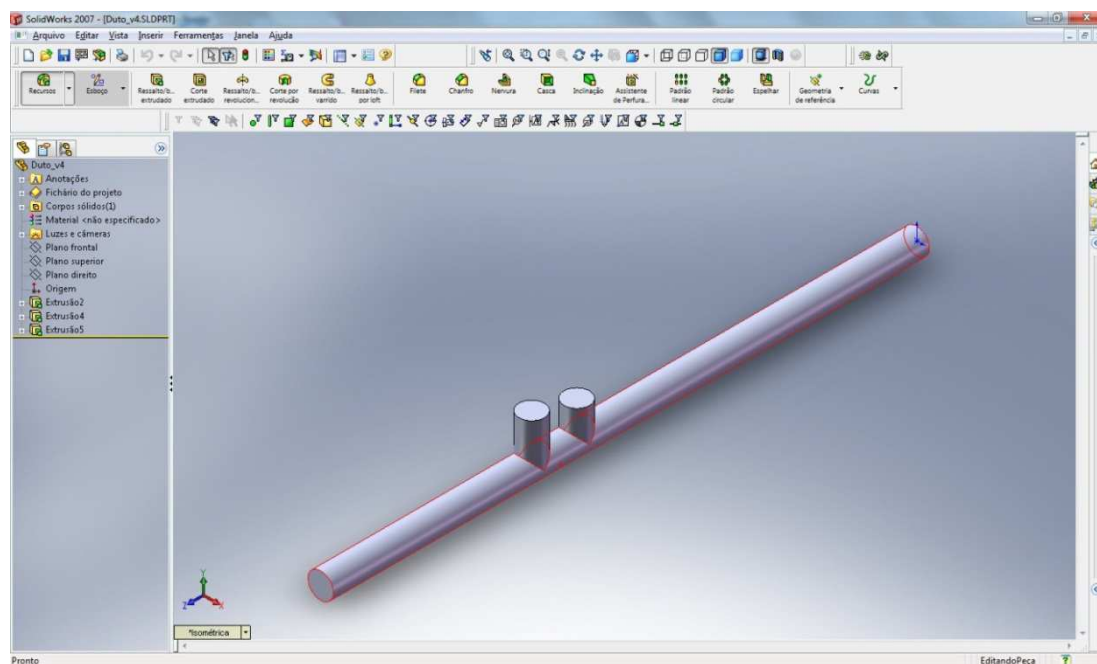


Figura 5.1: Desenho estrutural 3D do duto utilizando Solidworks®

A faixa de frequência estabelecida neste estudo foi de 100 a 800 Hz (baixas e médias frequências), desta forma, utilizou-se como premissa para o tamanho dos elementos, o comprimento 2,5 cm. Na figura 5.2 é mostrada a malha resultante.

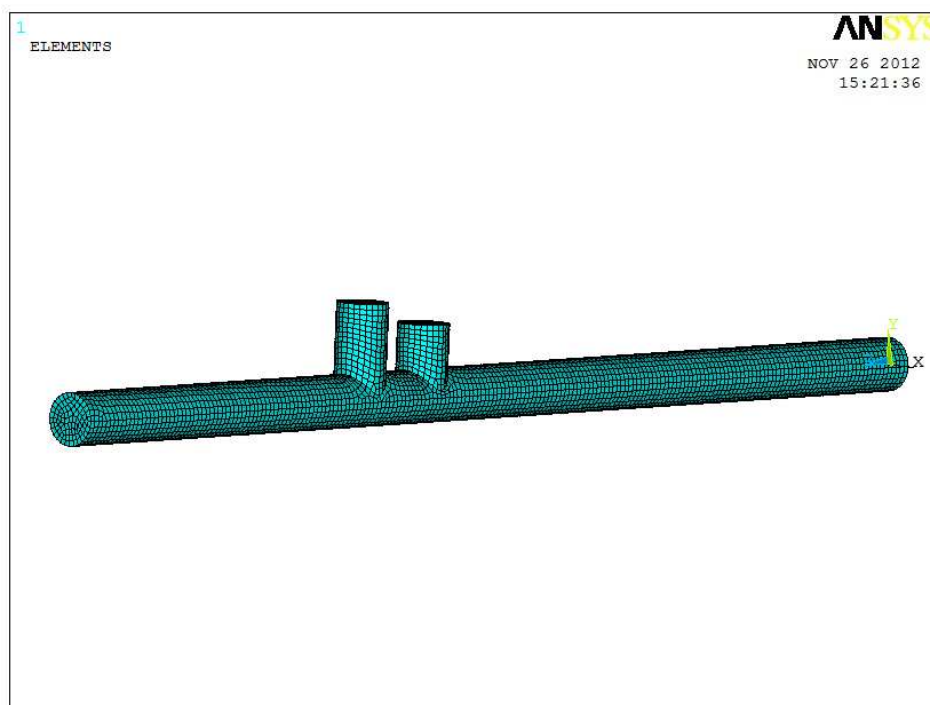


Figura 5.2: Modelo 3D malhado.

Para o duto, a frequência de corte calculada é de 1335 Hz, o que garante a propagação de ondas acústicas planas na região das frequências estudadas.

As tabelas 5.1 e 5.2 demonstram as configurações utilizadas nos elementos finitos:

Tabela 5.1: *Shell63* (Casca do Duto – PVC)

Módulo de Elasticidade $E_p$ [N/m <sup>2</sup> ]	1,96133E+8
Densidade $\rho_p$ [kg/m <sup>3</sup> ]	1400
Coeficiente de Poisson $\nu_p$	0,38

Tabela 5.2: *Fluid30* (*Presente e Ausente* – AR):

Velocidade do Som [m/s]	342
Densidade $\rho_p$ [kg/m <sup>3</sup> ]	1,21
Coeficiente de Absorção (MU)	0,06

O modelo 3D pode ser visualizado a partir das figuras 5.3 e 5.4 que mostram o duto completo e seccionado.

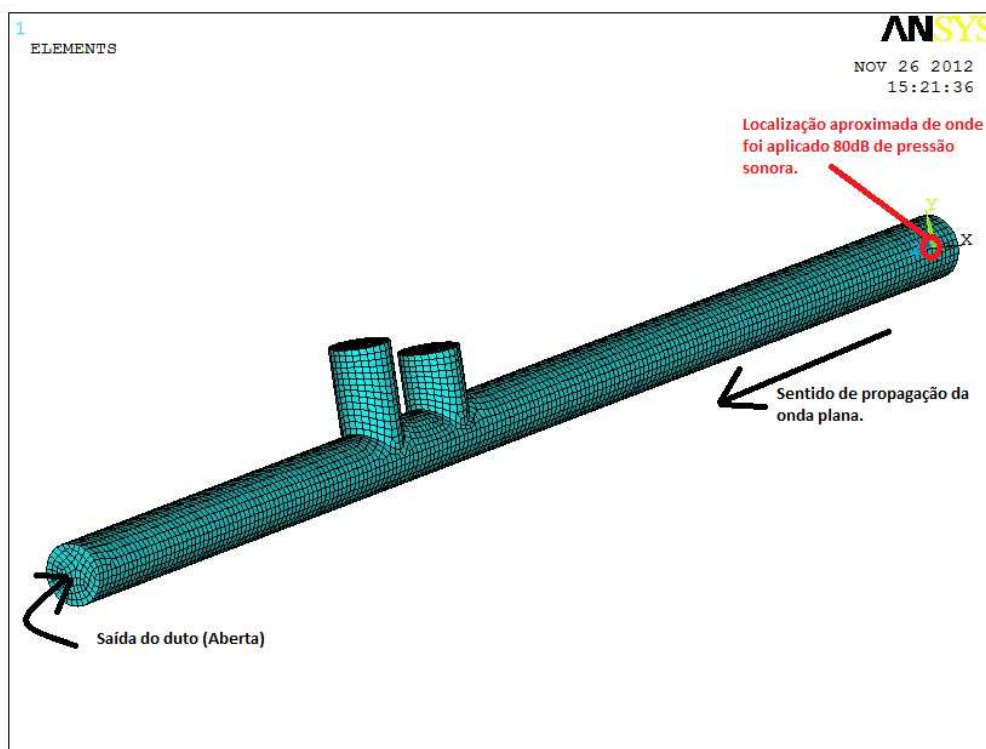


Figura 5.3: Modelo 3D do duto utilizado na bancada experimental.

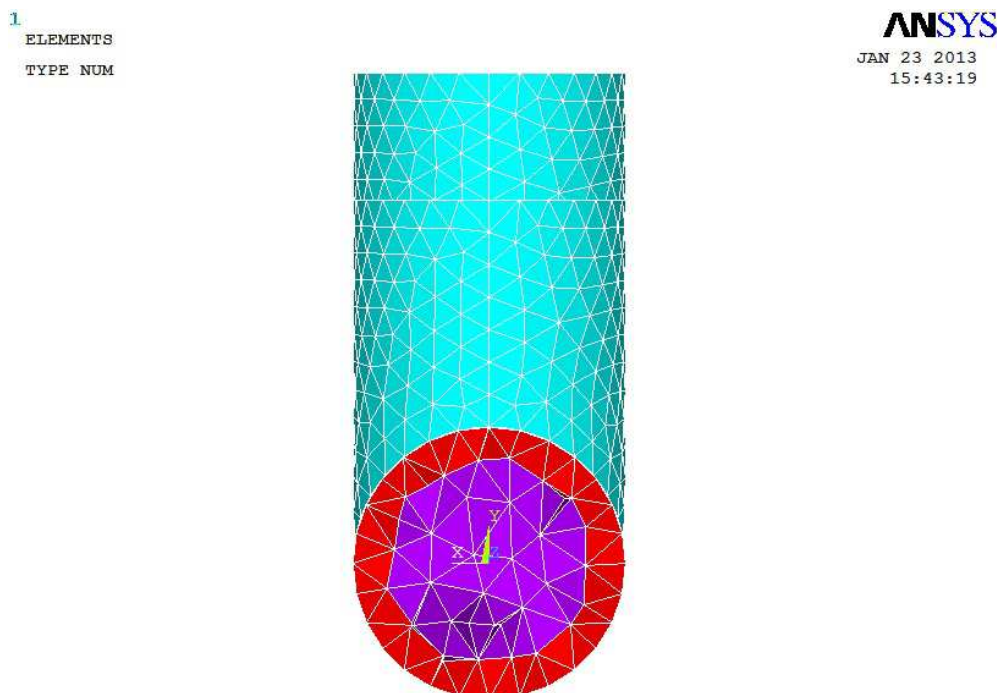


Figura 5.4: Modelo seccionado. Azul claro é o elemento *Shell63*, Vermelho é o elemento *Fluid30 Presente* e Roxo é o elemento *Fluid30 Ausente*.

Como excitação foi aplicado uma perturbação de pressão de 80 dB em um nó interno, localizado na seção transversal da extremidade do duto como pode ser visto na figura 5.3 (em vermelho).

Foi executada uma análise harmônica entre as frequências de 60 a 1000 Hz com um incremento de 1Hz. As FRFs (Funções Resposta em Frequência) foram analisadas nos três pontos de leitura de dados definidos preliminarmente como:

- Microfone de Referência - É o sensor para medir a fonte de ruído. Ver o ponto (A) na figura 5.5
- Microfone de Erro I - É o sensor de erro do sistema CAR para medir o resíduo acústico após funcionamento do controle. Ver o ponto (B) na figura 5.5
- Microfone de Erro II- É também um sensor de erro do sistema CAR para medir o resíduo acústico após funcionamento do controle. Ver o ponto (C) na figura 5.5

As excitações (modelo SISO) foram aplicadas no ponto correspondentes ao alto-falante de referência.

Todas as posições estudadas são mostradas na figura 5.5. Os três pontos de excitação ou entradas são indicados pelos atuadores (autofalantes) e os três pontos de resposta foram indicados pelos sensores (microfones). Estas combinações, resultaram em 3 FRFs.

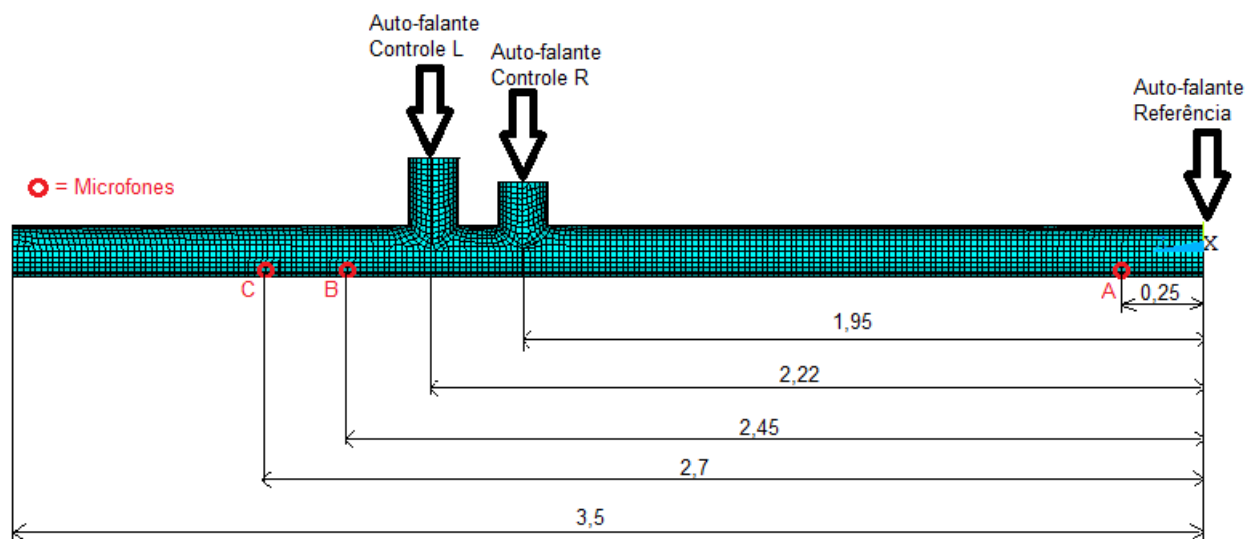


Figura 5.5: Posicionamento dos atuadores e receptores, pontos de perturbação e pontos de leitura de dados (microfones) medidas apresentadas em metros.

O intuito da análise é utilizar as FRFs simuladas para estudar a qualidade dos sinais captados pelos microfones, ou seja: em quais frequências os sensores receptores (microfones) estão adquirindo um sinal melhor ou não (ressonâncias e antirressonâncias). As FRFs para o modelo 3D podem ser observadas nas figuras 5.6, 5.7 e 5.8.

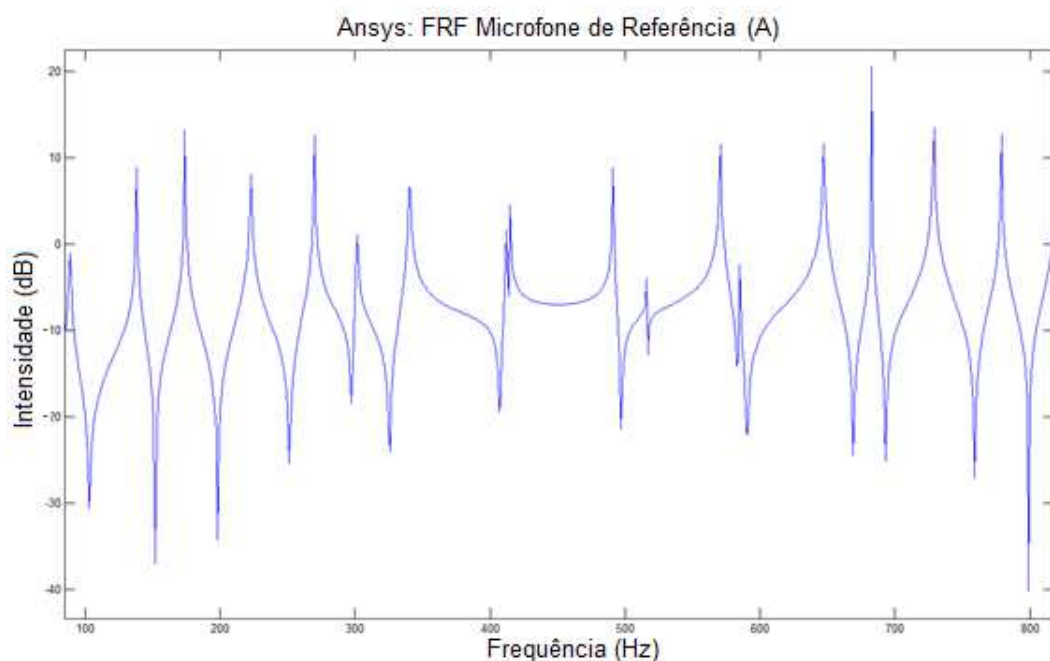


Figura 5.6: FRF da simulação ANSYS® referente ao microfone de referência (A).

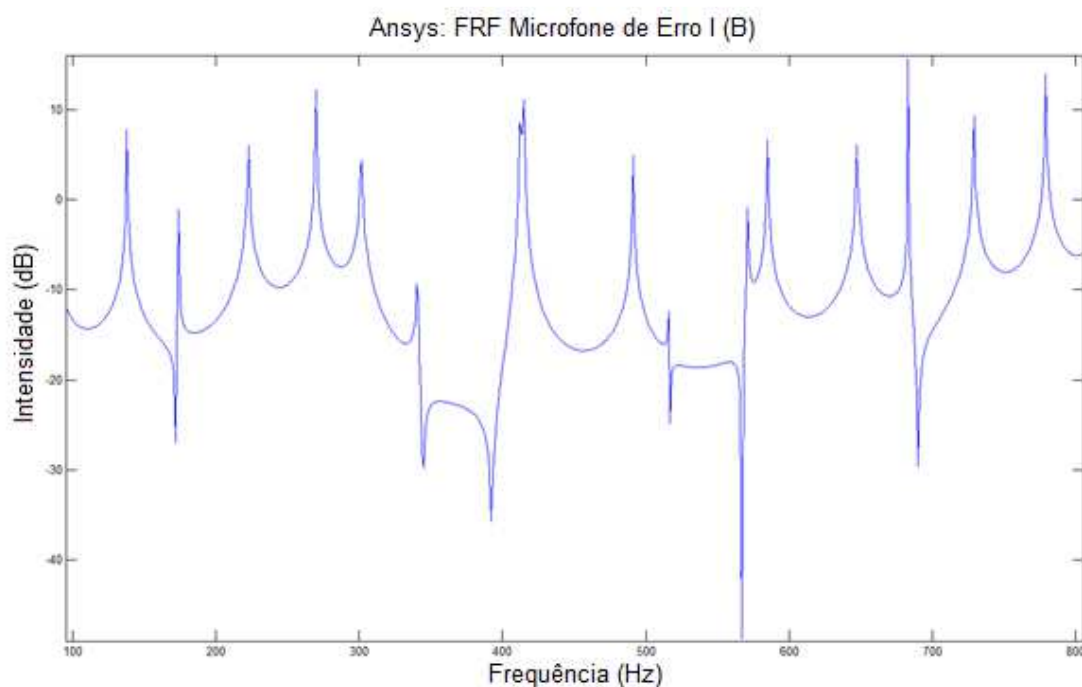


Figura 5.7: FRF da simulação ANSYS® referente ao microfone de Erro I (B).



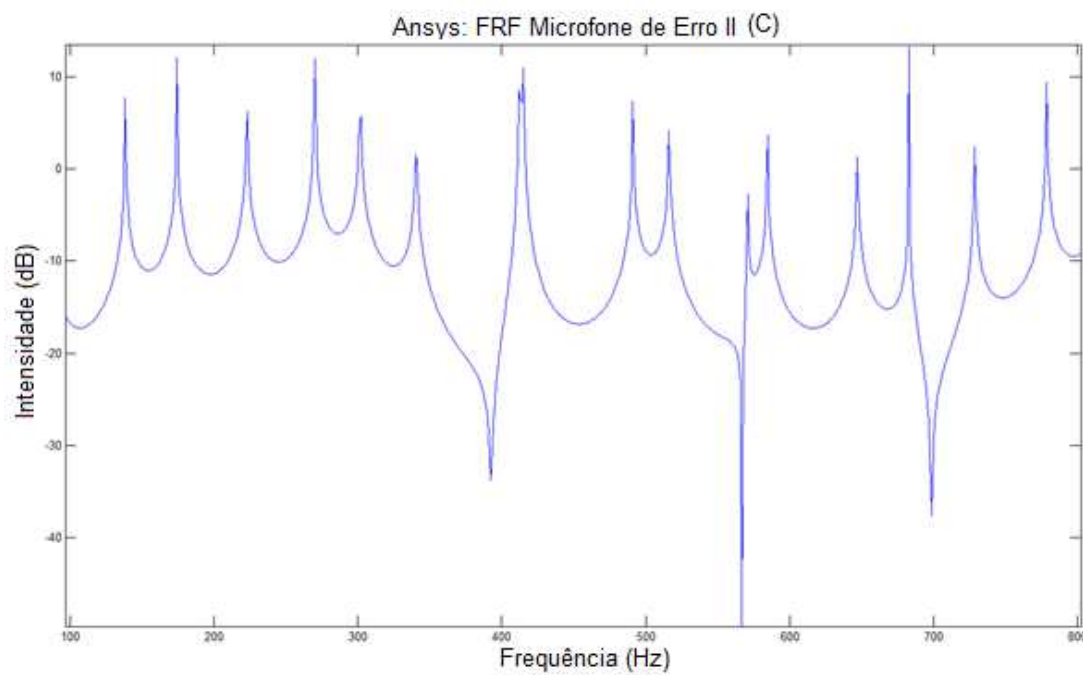


Figura 5.8: FRF da simulação ANSYS® referente ao microfone de Erro II (C).

Foi gerado também um modelo 2D para fins de comparação, conforme pode ser visto na figura 5.9.

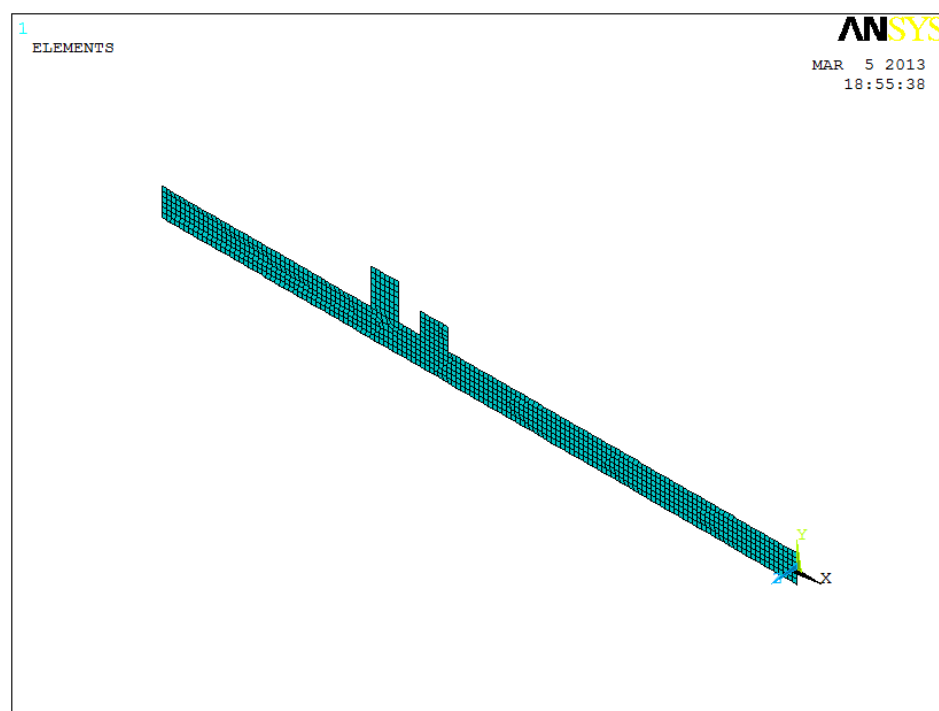


Figura 5.9: Duto estrutural em 2D.

O custo computacional para o caso do modelo 2D é muito menor que o modelo 3D, que utiliza de todo o recurso oferecido pela CPU. No caso do modelo 3D, utilizando uma CPU de 12 núcleos gastou-se aproximadamente 75 minutos para simular uma FRF na faixa de frequência 60-1000Hz (somando 1 Hz para cada iteração). Já para o modelo 2D o tempo computacional é de aproximadamente 15 minutos para todas as frequências analisadas.

As FRFs resultantes dos modelos 3D (vermelho) e 2D(Azul) são mostradas nas figuras 5.10, 5.11 e 5.12, para fins de comparação.

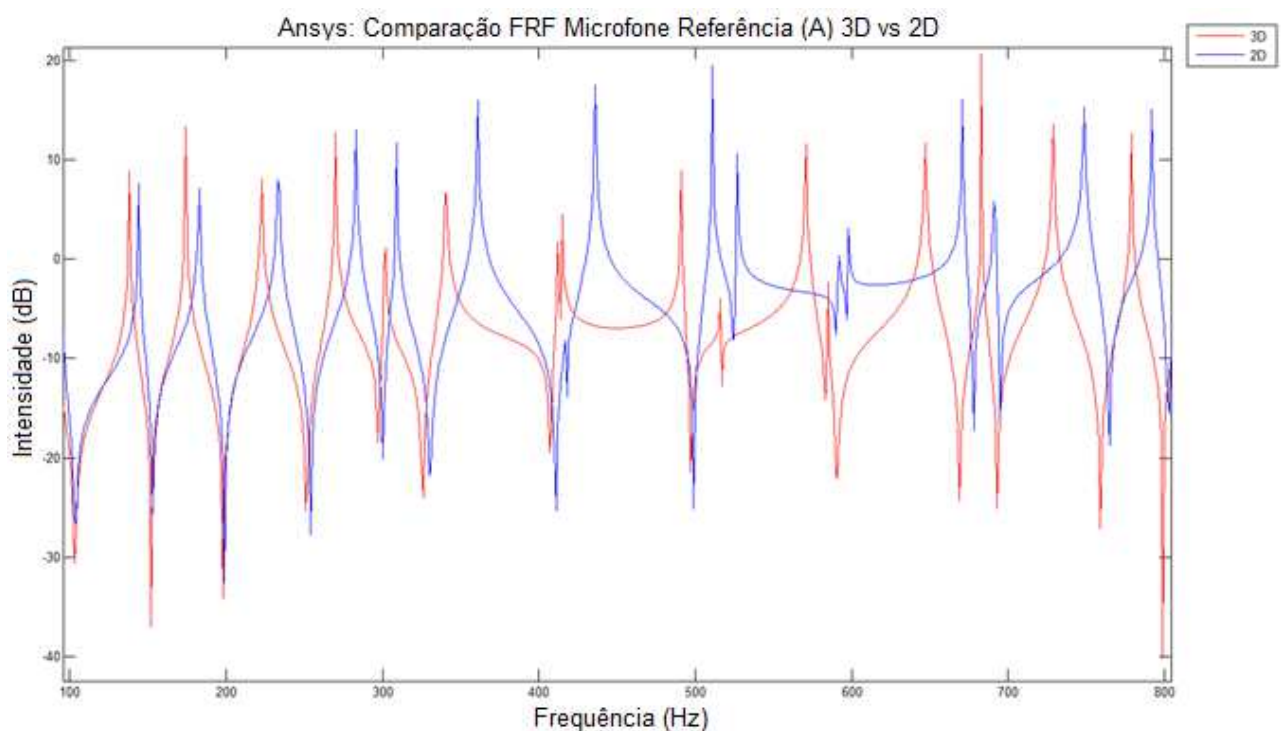


Figura 5.10: FRF retirada do ANSYS® referente ao microfone de referência (A) comparando FRF do modelo em 3D(vermelho) com o modelo 2D (Azul).

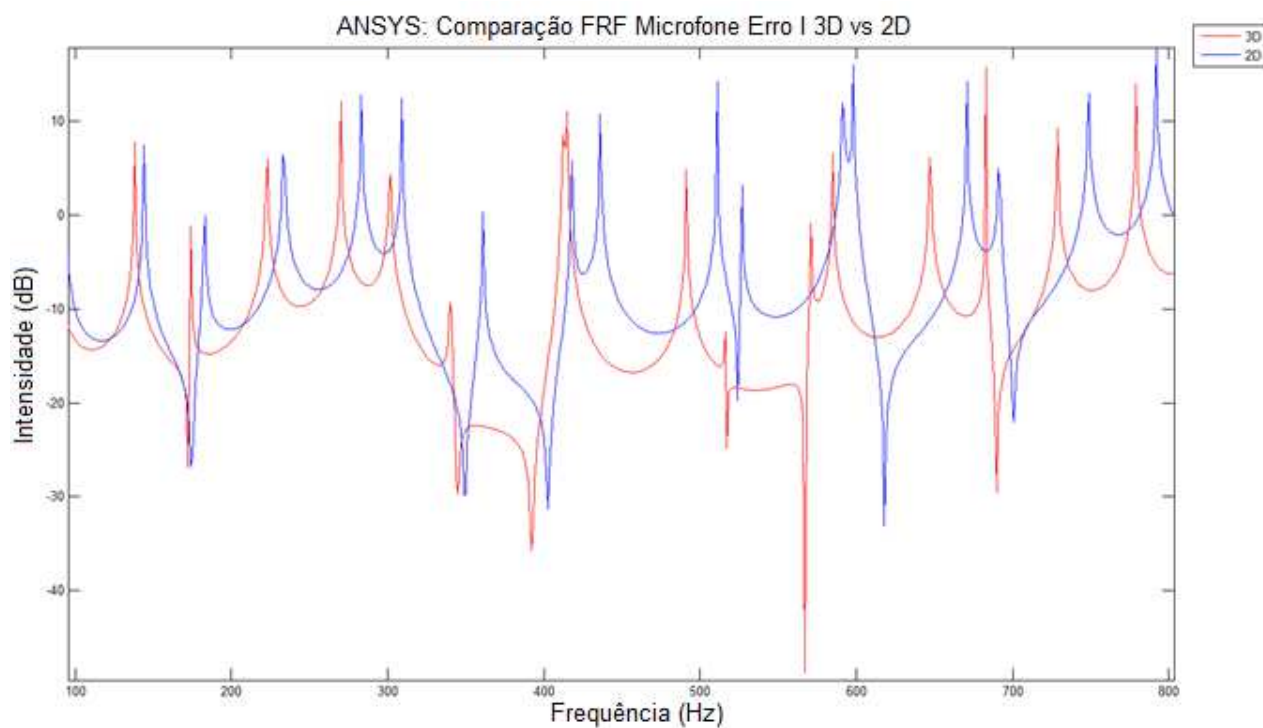


Figura 5.11: FRF retirada do ANSYS® referente ao microfone de Erro I (B) comparando FRF do modelo em 3D(vermelho) com o modelo 2D (Azul).

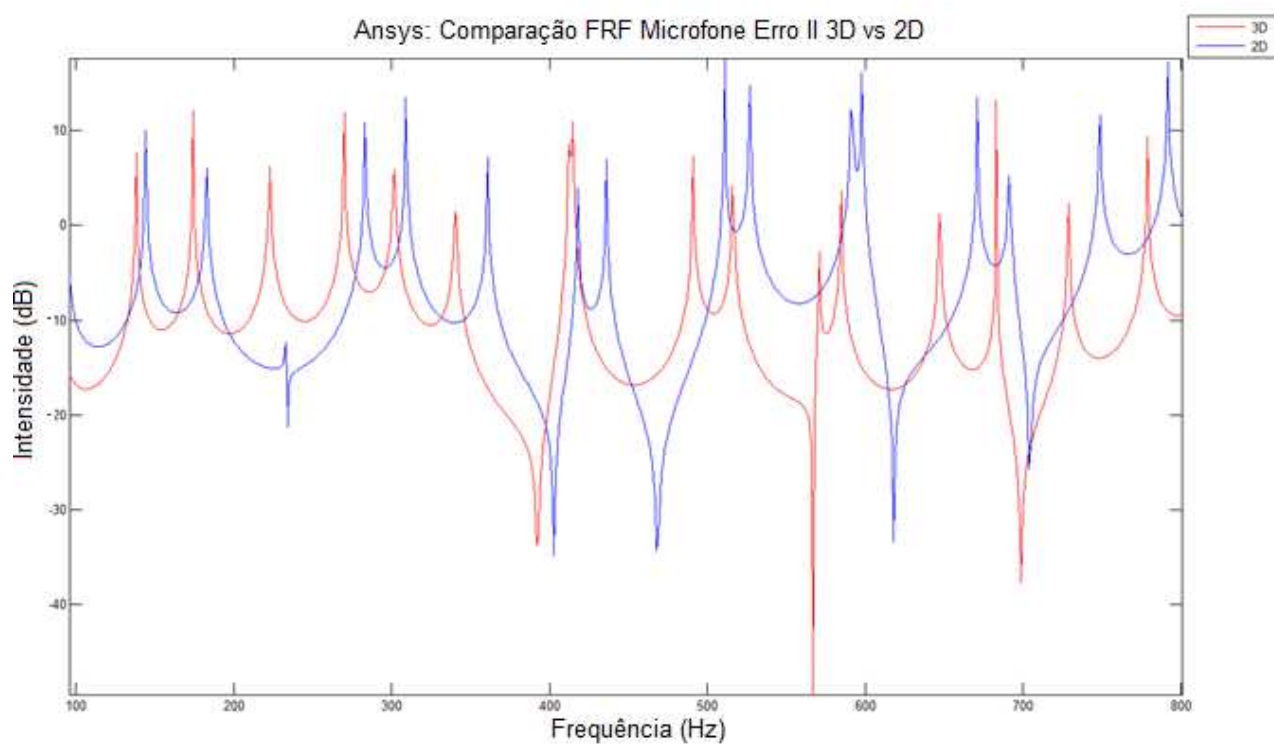


Figura 5.12: FRF retirada do ANSYS® referente ao microfone de Erro II (C) comparando FRF do modelo em 3D(vermelho) com o modelo 2D (Azul).

Como pode ser visto nas figuras 5.10, 5.11 e 5.12 as FRFs geradas pelos modelos 3D e 2D possuem uma certa similaridade nas faixas de 100 a 200Hz e posteriormente de 300 a 450 Hz, apesar de terem regiões de ressonâncias diferentes. Nas regiões de 400 a 800Hz a FRF já não ficam tão bem correlacionadas.

Apesar do tempo computacional ser favorável para o modelo 2D, tem-se o problema do duto não ser considerado circular pelo software. O duto neste caso é considerado uma secção longitudinal de um duto retangular com largura infinita. Portanto apesar das similaridades do sistema, o mesmo não pode ser considerado no estudo pois não corresponde a realidade.

## **5.2 Procedimentos Experimentais**

As FRFs obtidas experimentalmente foram estimadas de duas maneiras: utilizando microfones como sensores (FRFs acústicas) e acelerômetros como sensores (FRFs estruturais).

### **5.2.1 FRFs Acústicas**

Os microfones, em grupos de três, foram posicionados nos pontos mostrados na figura 5.13, mantendo sempre o microfone da posição 1 para efeito de comparação.

Os seis sensores receptores são representados por números conforme visto na figura 5.13:

1. Microfone de Referência
2. Microfone de Controle R
3. Microfone de Controle L
4. Microfone de Erro I
5. Microfone de Erro II
6. Microfone de Saída

A excitação foi do tipo ruído rosa resultando numa densidade espectral de potência é inversamente proporcional à frequência do sinal, como pode ser visto na figura 5.14.

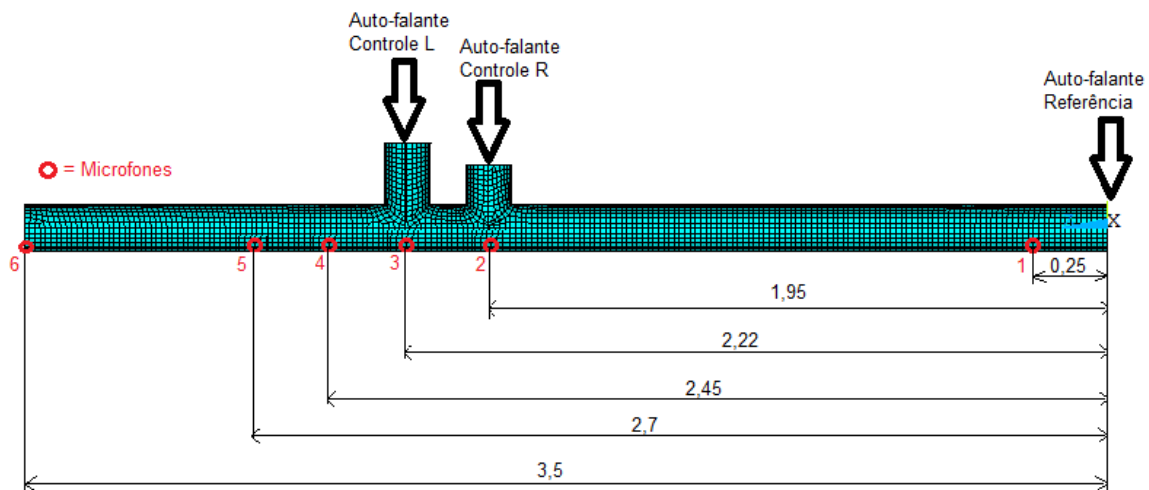


Figura 5.13: Posicionamento dos microfones no duto acústico experimental, medidas em metros.

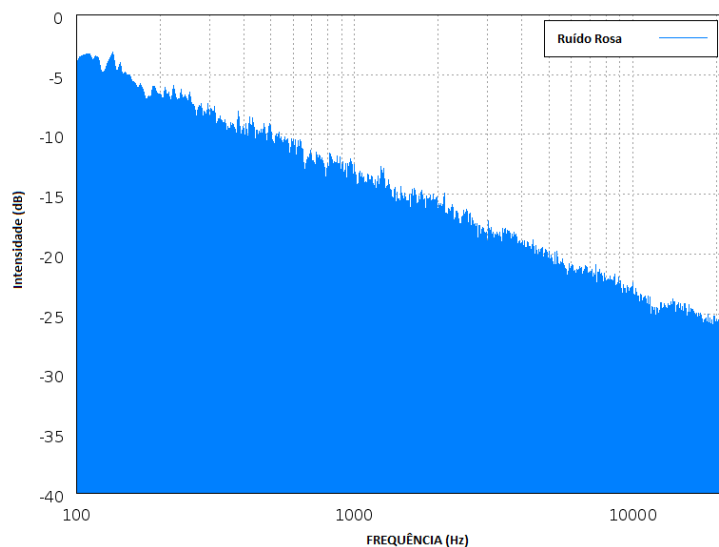


Figura 5.14: Decaimento da intensidade conforme aumento da frequência. Apresentado em escala logarítmica (dB), com 10 segundos de aquisição.

Os microfones utilizados no duto experimental são Brüel & Kjaer, modelo 4957 com  $\frac{1}{4}$ " de diâmetro, conforme visto na figura 5.15:



Figura 5.15: Microfones Brüel & Kjaer utilizados como sensores receptores.

As especificações técnicas do modelo 4957 são:

- Sensibilidade: 12.5 mV/Pa (–38 dB re 1 V/Pa)
- Faixa de Frequência: 50 – 10 000 Hz
- Faixa Dinâmica: 32 – 134 dB
- Pre-amplificador interno CCLD TEDS – IEEE 1451.4 V.1.0
- Dimensões: 34 mm de comprimento e diâmetro de 7 mm
- Temperatura: – 10 to + 55°C (+ 14 to + 131°F)

Os sinais de entrada para o cômputo das FRFs foram sinais de velocidade dos cones dos alto-falantes integrados a partir dos sinais de aceleração medidos por um mini acelerômetro PCB 352C22, conforme mostrado na figura 5.16.



Figura 5.16: Alto-falante padrão de 70watts com acelerômetro posicionado em sua membrana para captar os sinais de aceleração.

O acelerômetro PCB 352C22 possui as seguintes características técnicas:

- Sensibilidade: ( $\pm 15\%$ ) 10 mV/g (1.0 mV/(m/s<sup>2</sup>))
- Faixa de Medição:  $\pm 500$  g pk ( $\pm 4900$  m/s<sup>2</sup> pk)
- Resolução Banda Larga: 0.004 g rms (0.04 m/s<sup>2</sup> rms)
- Faixa de Frequência: ( $\pm 5\%$ ) 1.0 - 10000 Hz (1.0 - 10000 Hz)

O sistema de aquisição de dados foi composto por uma placa A/D da National Instruments modelo NI USB 9162 (figura 5.17). Para gerenciamento da aquisição, utilizou-se um software desenvolvido no Laboratório de Acústica e Vibrações da UFU.



Figura 5.17: Placa de aquisição de sinais National Instruments modelo NI USB 9162

O estimador utilizado pelo software para a determinação das FRFs, o H1 (auto espectro da saída pelo espectro cruzado), com resolução em frequência de 0,5 Hz, 50% de sobreposição de sinais e 400 médias com janela temporal Hanning.

As Funções Resposta em Frequência FRFs estimadas são apresentadas nas figuras de 5.18 a 5.22. Os gráficos na sequência apresentam as Funções Resposta em Frequência do microfone de referência com os outros microfones: Controle L, Controle R, Erro I, Erro II e Saída.

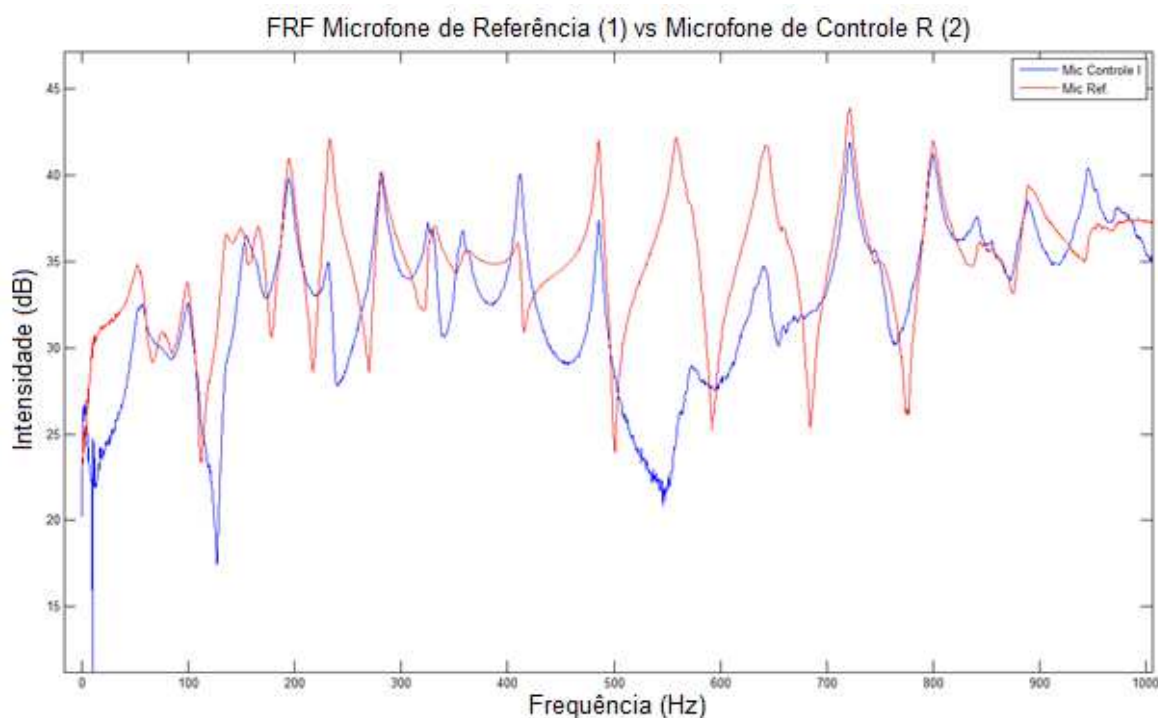


Figura 5.18: FRF Microfone de Referência (Vermelho) comparado com a FRF do Microfone de Controle R (Azul).



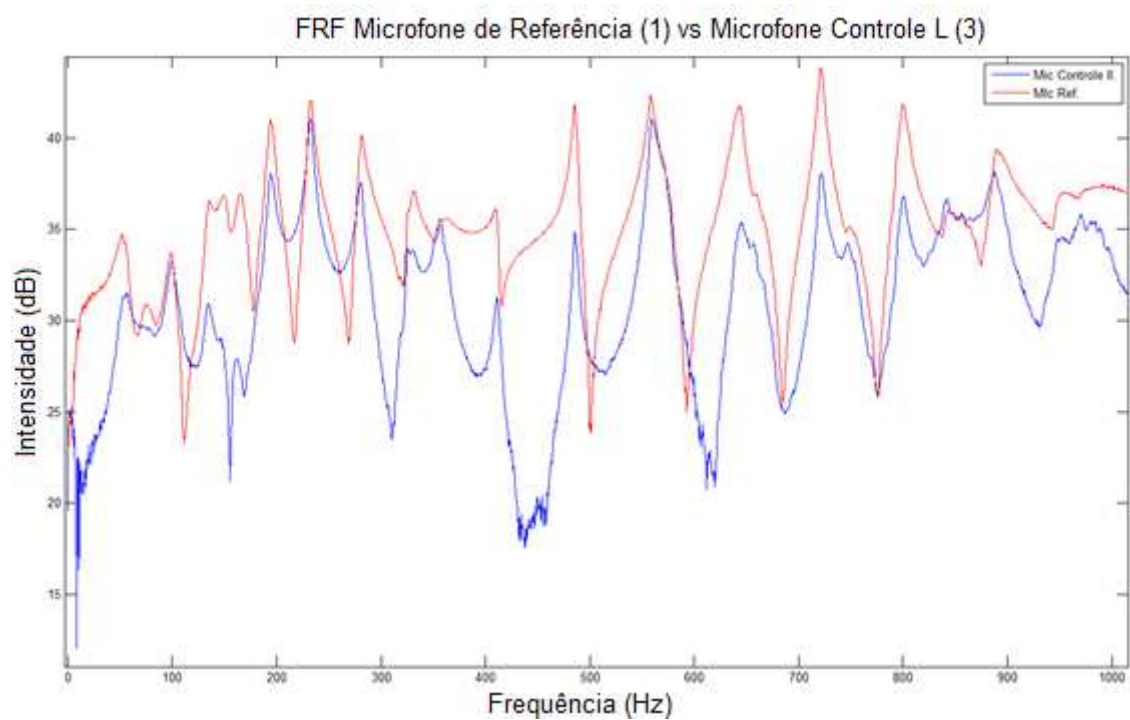


Figura 5.19: FRF Microfone de Referência (Vermelho) comparado com a FRF do Microfone de Controle L (Azul).

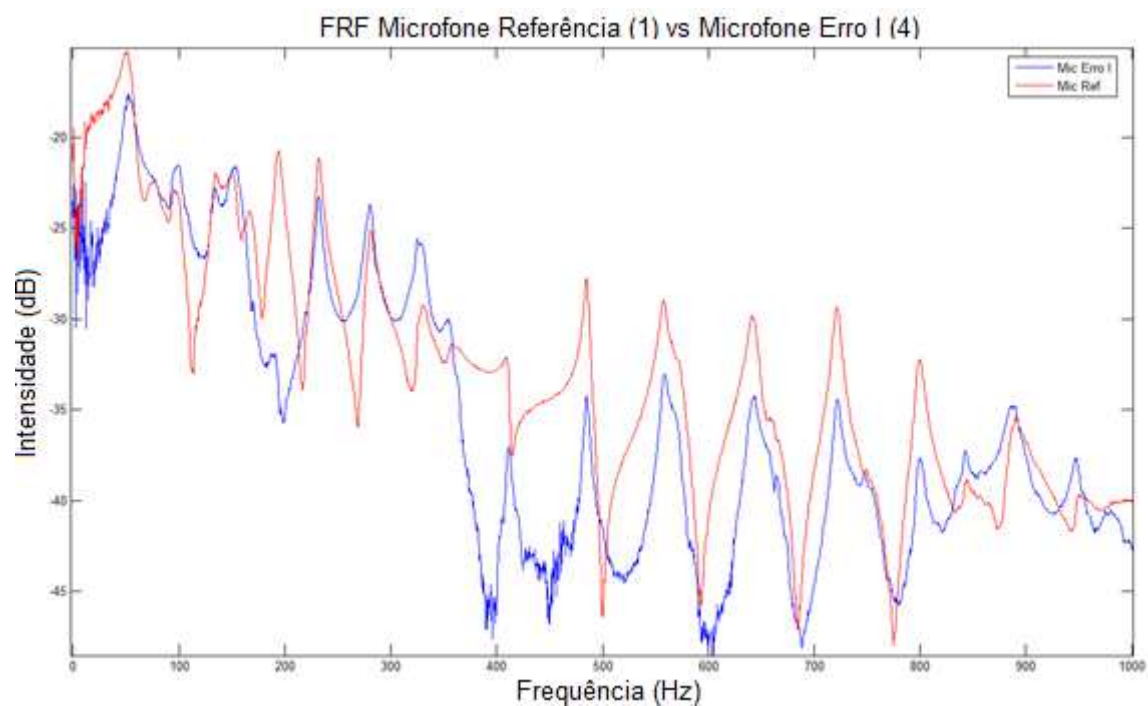


Figura 5.20: FRF Microfone de Referência (Vermelho) comparado com a FRF do Microfone de Erro I (Azul).



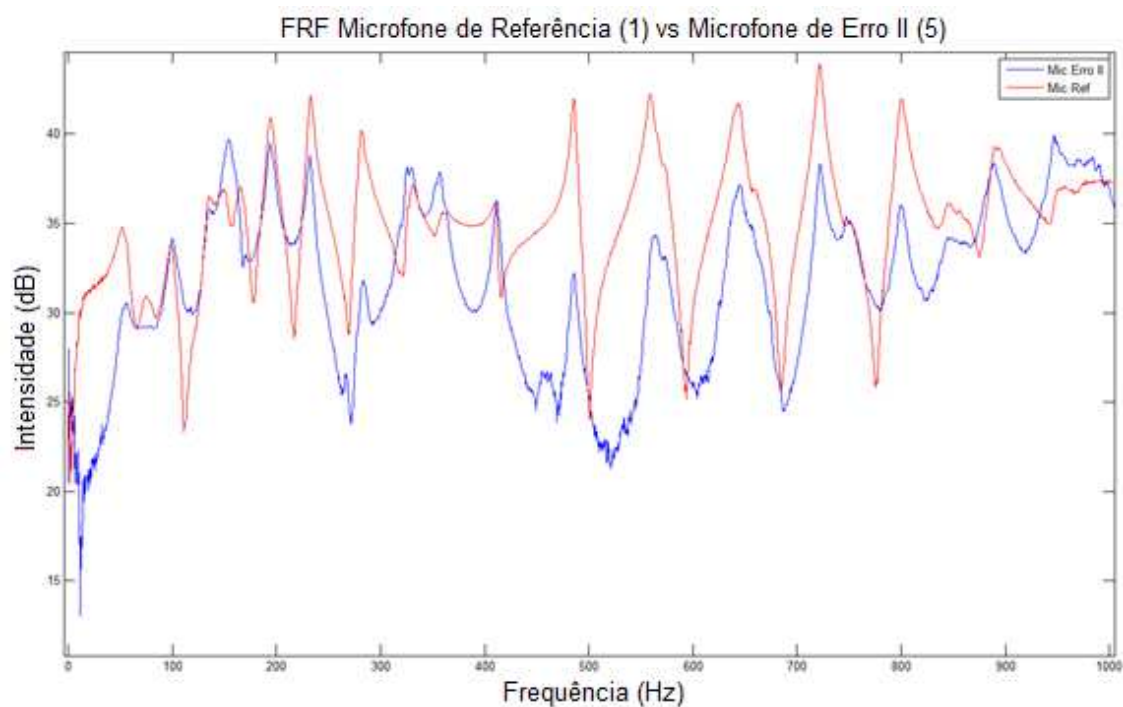


Figura 5.21: FRF Microfone de Referência (Vermelho) comparado com a FRF do Microfone de Erro II (Azul).

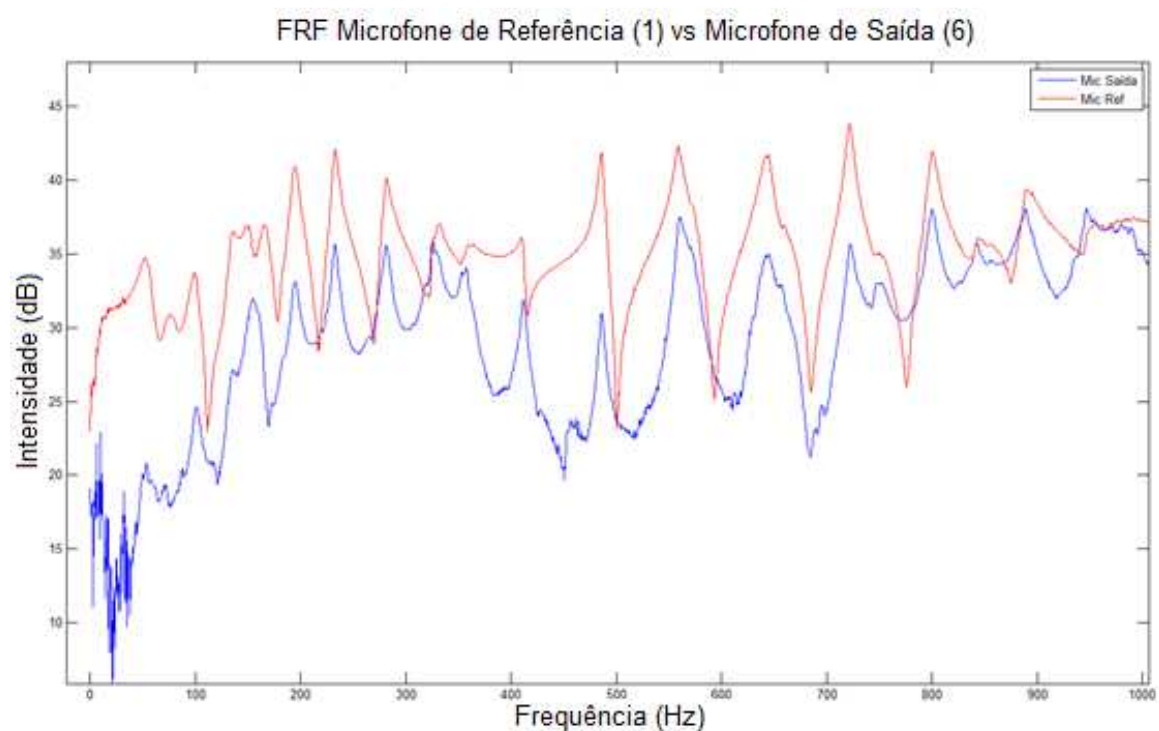


Figura 5.22: FRF Microfone de Referência (Vermelho) comparado com a FRF do Microfone de Saída.

A partir destes resultados, foi possível identificar as frequências localizadas nas regiões de ressonância e antirressonância do duto, e assim utilizá-las no procedimento experimental de CAR.

### 5.2.2 Análise Modal Estrutural do Duto

Na análise modal estrutural foram utilizados acelerômetros PCB tipo 352C33 mostrado na figura 5.23.



Figura 5.23: Acelerômetro PCB modelo 352C33.

O Acelerômetro PCB 352C33 possui as seguintes características técnicas:

- Sensibilidade: ( $\pm 10\%$ ) 100 mV/g (1.2 mV/(m/s<sup>2</sup>))
- Faixa de Medição:  $\pm 50$  g pk ( $\pm 490$  m/s<sup>2</sup> pk)
- Resolução Banda Larga: 0.00015 g rms (0.0015 m/s<sup>2</sup> rms)
- Faixa de Frequência: ( $\pm 5\%$ ) 0.5 - 10000 Hz (0.5 - 10000 Hz)

Os sinais foram adquiridos via placa de aquisição da National Instruments, NI USB 9162, mantendo um acelerômetro fixo como referência e o outro percorrendo o duto em distâncias uniformemente distribuídas de 20 em 20 cm de acordo com os pontos mostrados na figura 5.24.



Figura 5.24: Acelerômetro PCB 352C33 posicionado ao lado do microfone de referência e os pontos de leitura demarcados por fita.

As FRFs foram obtidas a partir de uma excitação do tipo ruído rosa da mesma forma utilizada para os microfones. Os gráficos a seguir comparam a respostas dos acelerômetros na estrutura com aquelas posições dos microfones, anteriormente localizados no campo acústico. Ver figuras de 5.25 a 5.29.

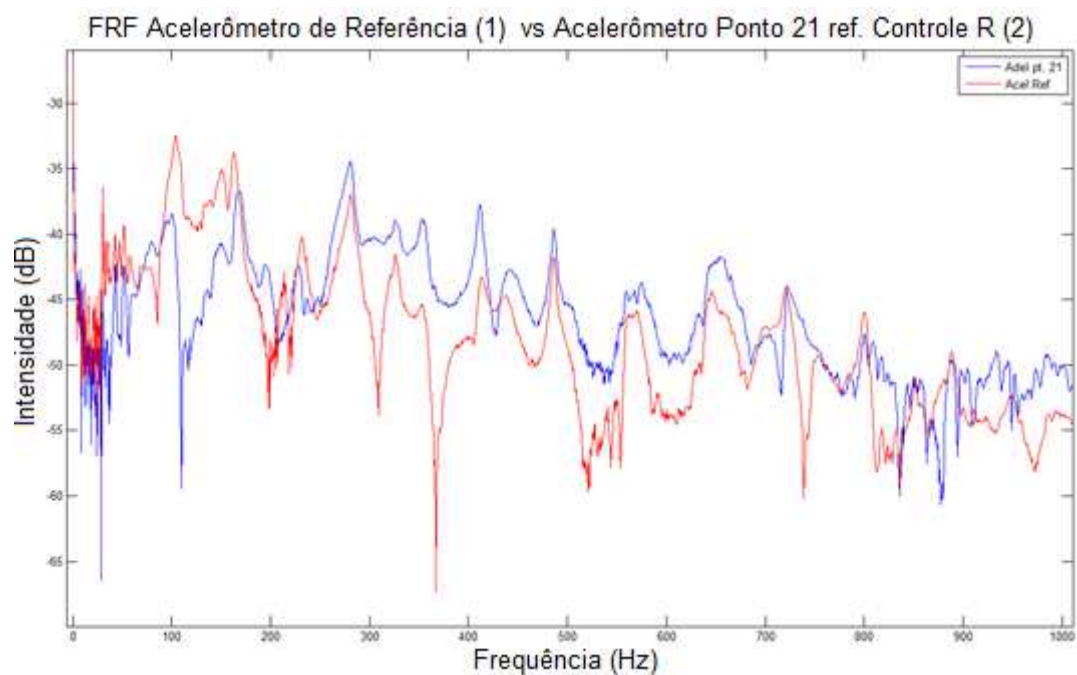


Figura 5.25: FRF do acelerômetro de referência (Vermelho) comparado com a FRF do acelerômetro no ponto 21 (Azul), equivalente ao microfone controle R.

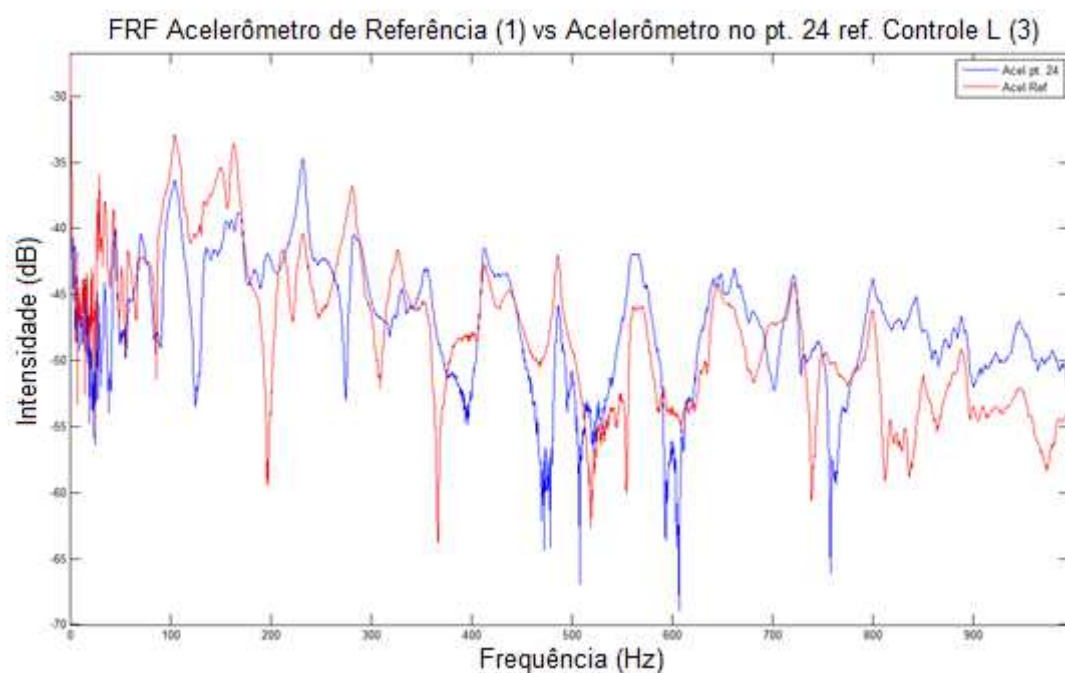


Figura 5.26: FRF do acelerômetro de referência (Vermelho) comparado com a FRF do acelerômetro no ponto 24 (Azul), equivalente ao microfone Controle L.

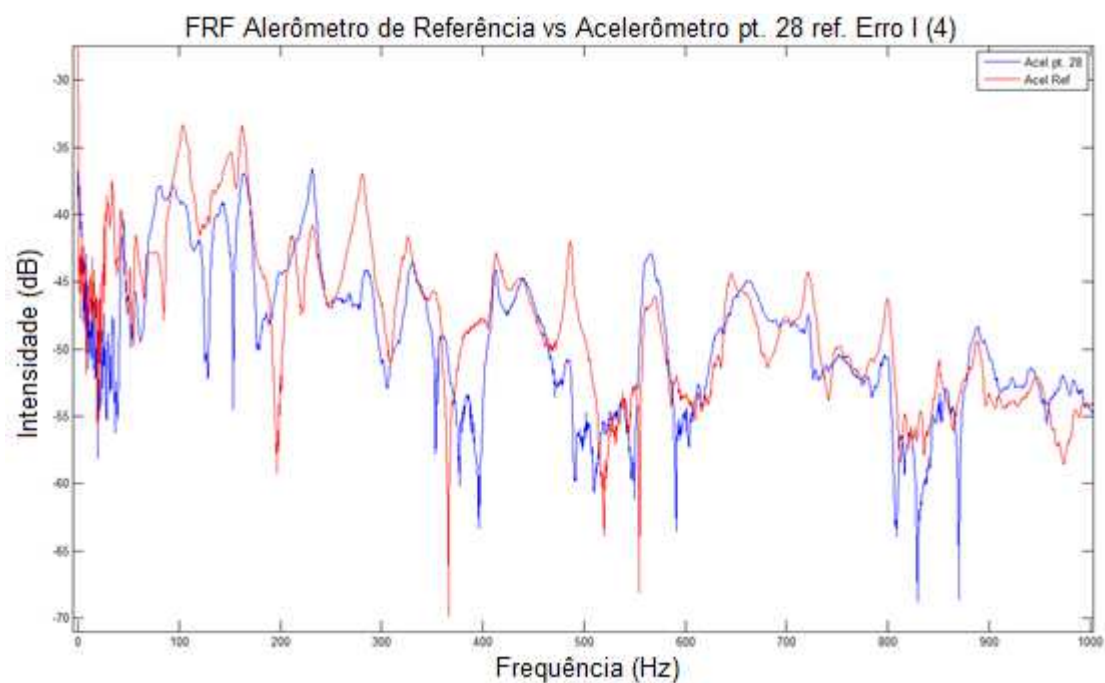


Figura 5.27: FRF do acelerômetro de referência (Vermelho) comparado com a FRF do acelerômetro no ponto 28 (Azul), equivalente ao microfone Erro I.

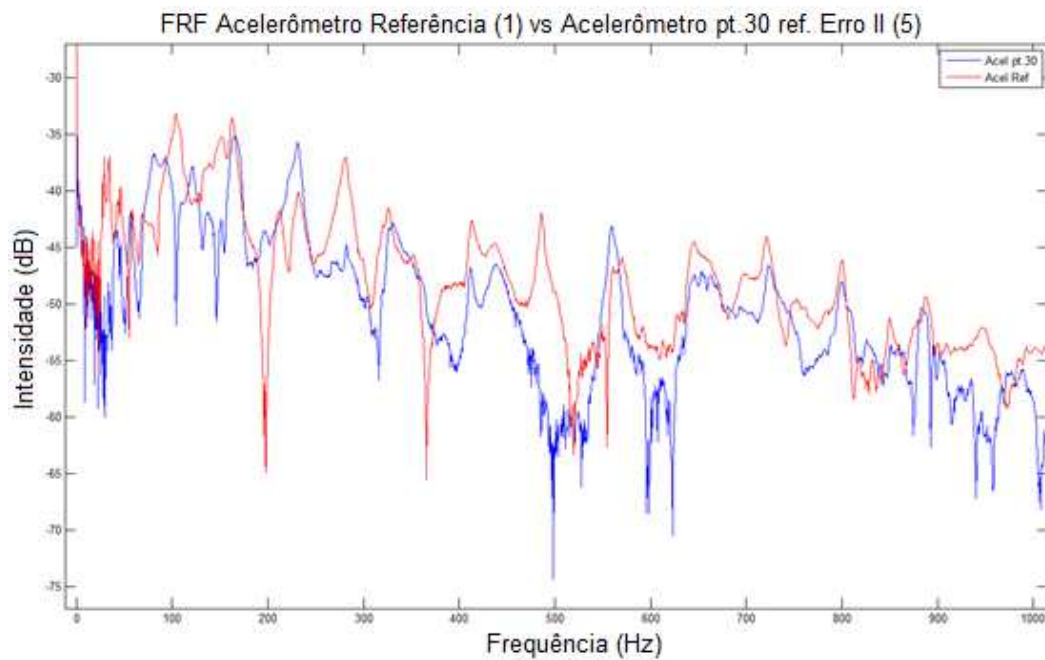


Figura 5.28: FRF do acelerômetro de referência (Vermelho) comparado com a FRF do acelerômetro no ponto 30(Azul), equivalente ao microfone Erro II.

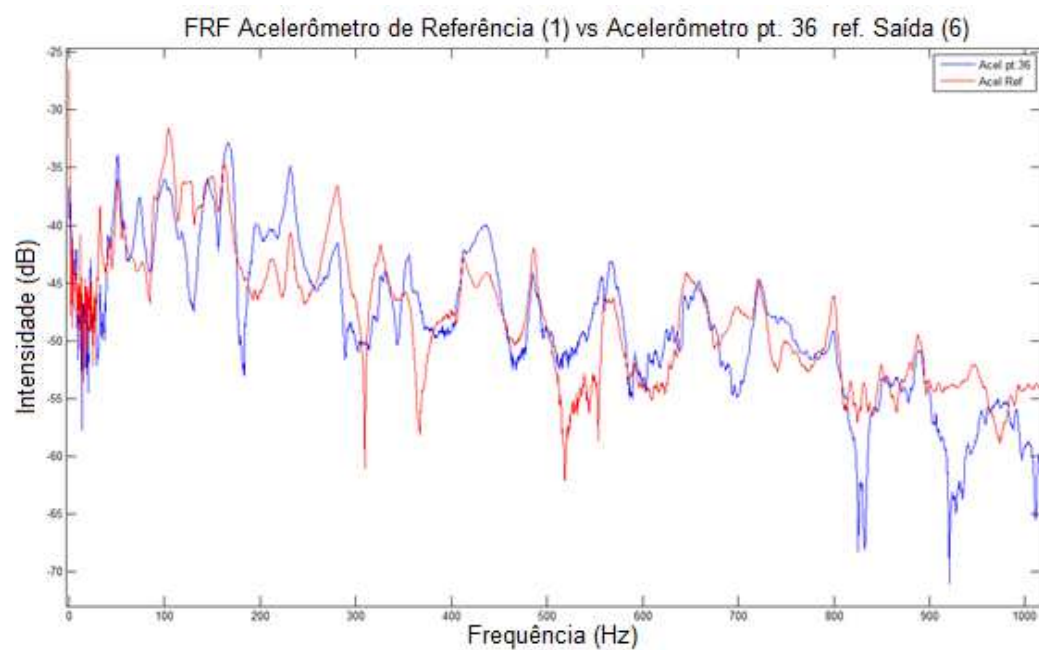


Figura 5.29: FRF do acelerômetro de referência (Vermelho) comparado com a FRF do acelerômetro no ponto 36(Azul), equivalente ao microfone de saída.

Comparando-se os resultados da análise modal acústica e estrutural, observa-se uma boa correlação entre elas em algumas faixas de frequências (vide exemplo na figura 5.30) indicando que algumas regiões de ressonância acústica são oriundas da interação fluído/estrutura.

FRF Comparação entre os experimentos de Campo Acústico vs experimento com Acelerômetros (ERRO I - 4)

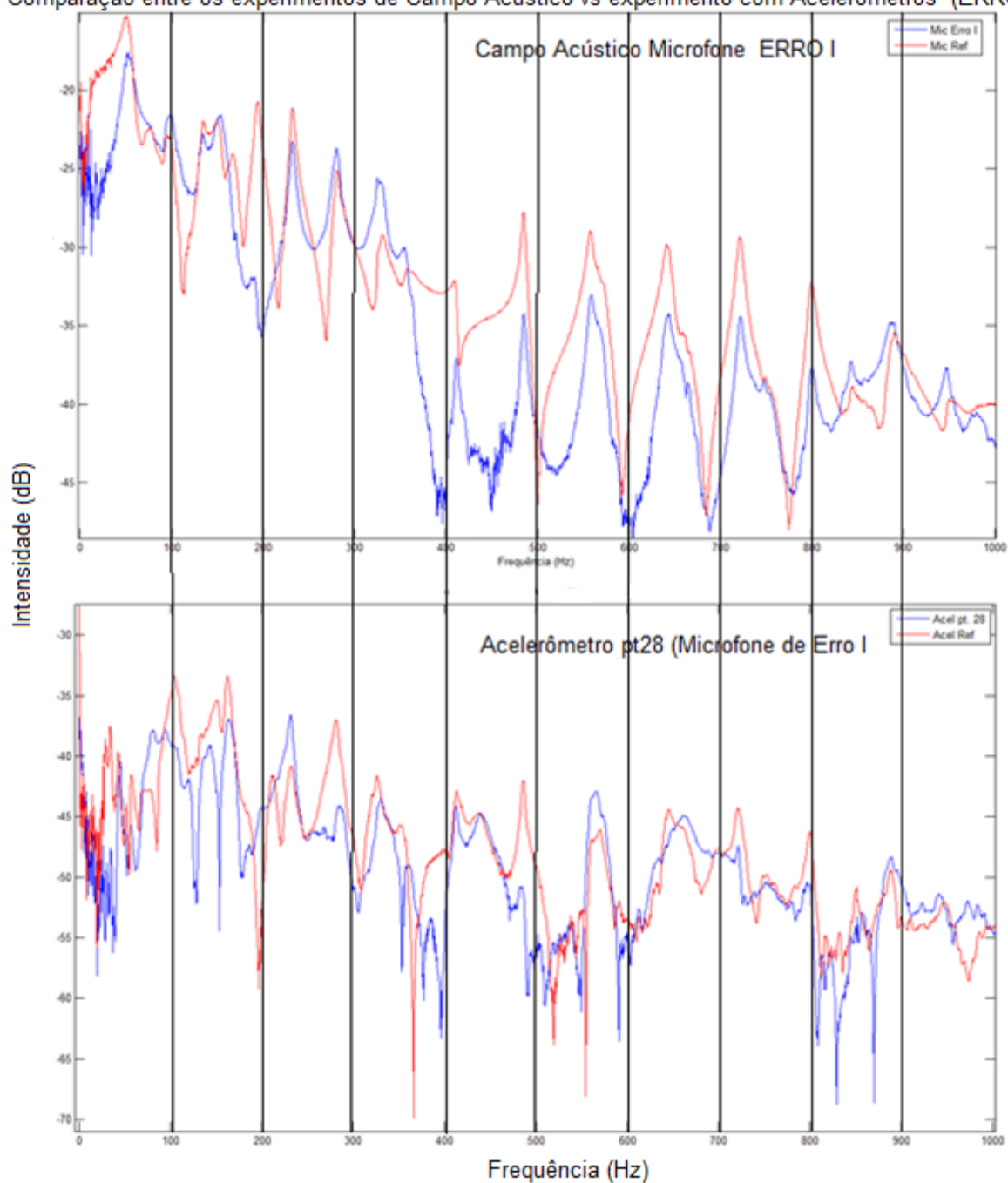


Figura 5.30: Análise de comparação das FRFs do experimento de campo acústico vs experimento de análise modal com acelerômetro.



### 5.3 - Ajuste das Funções Resposta em Frequência (Campo Acústico)

Para o ajuste das FRFs, as mesmas foram filtradas na banda de interesse, reamostradas e ajustadas utilizando um outro programa do LAV de análise modal baseado no algoritmo E.R.A.(técnica utilizada em análise modal utilizando de múltiplas entradas e múltiplas saídas gera resposta no domínio do tempo). Em nível de exemplo, na figura 5.31 pode-se observar a FRF filtrada em azul e o resultado do ajuste em vermelho para o microfone de referência.

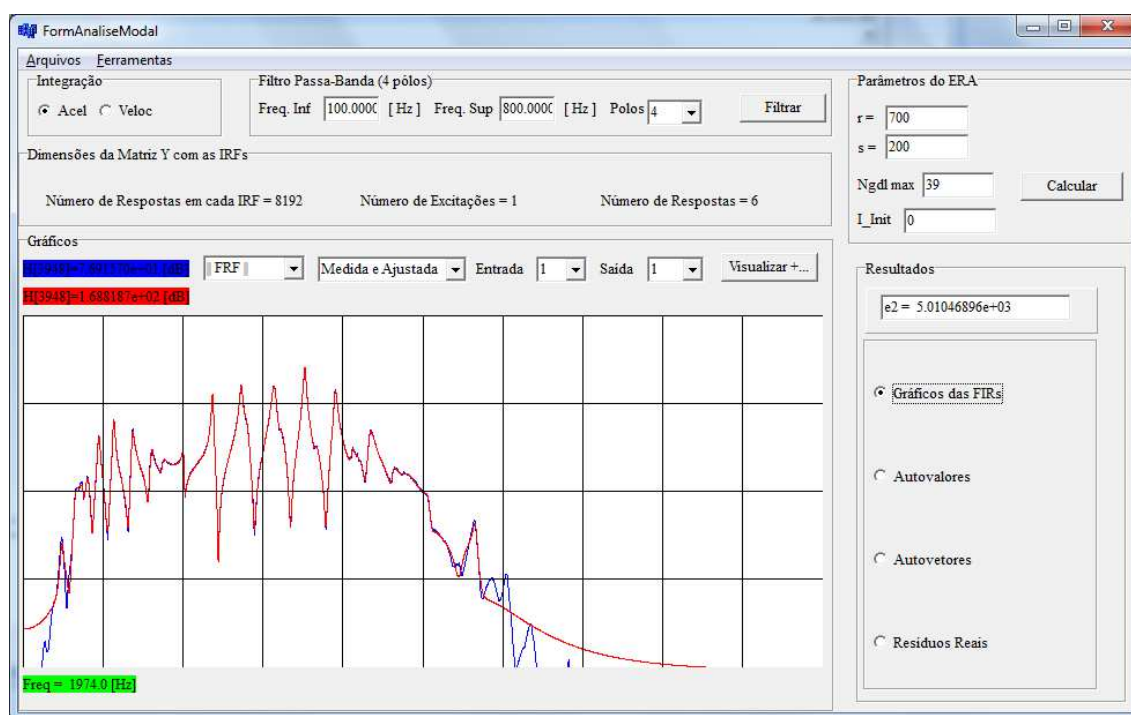


Figura 5.31: Programa para filtrar e reamostrar a FRF experimental (Azul) e ajuste com FRF Teórica (Vermelho).

A partir dos ajustes foi possível identificar as frequências a serem estudadas no Controle Ativo de Ruído. A seguir apresentam-se os gráficos e suas frequências com o acelerômetro na membrana do alto-falante de referência e os seis sensores receptores (microfones) e suas FRFs. Ver as figuras de 5.32 a 5.37.

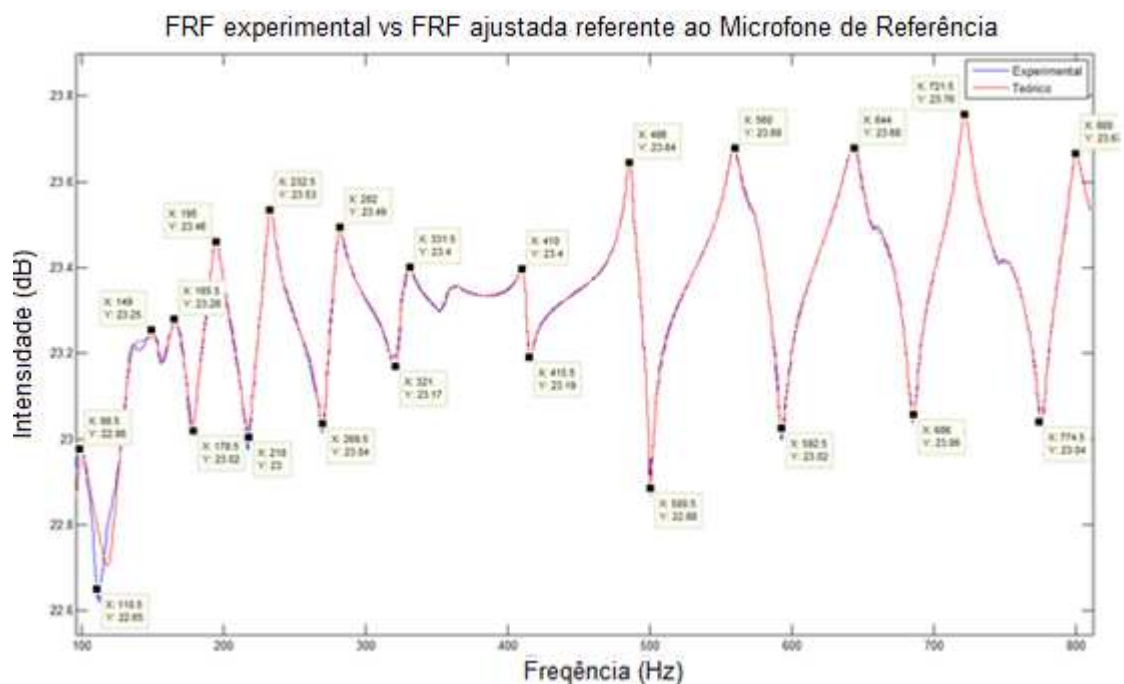


Figura 5.32: FRF filtrada medida experimental (Azul) comparado a FRF ajustada (Vermelho), e as frequências discretas referentes ao microfone de referência.

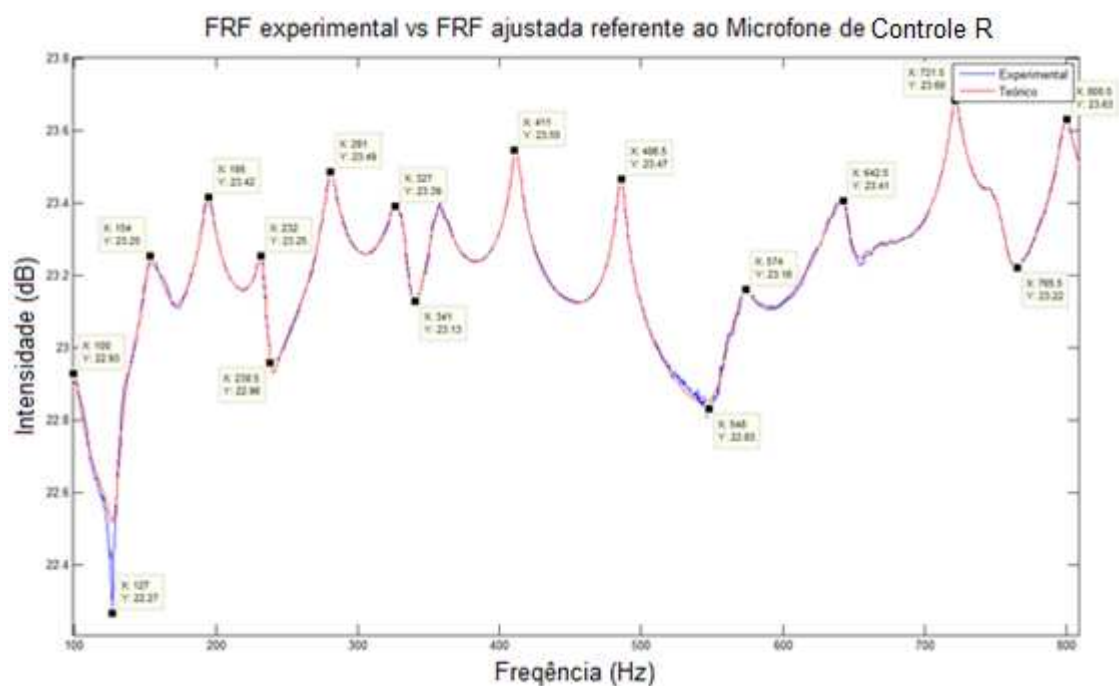


Figura 5.33: FRF filtrada medida experimental (Azul) comparado a FRF ajustada (Vermelho), e as frequências discretas referentes ao microfone de controle R.



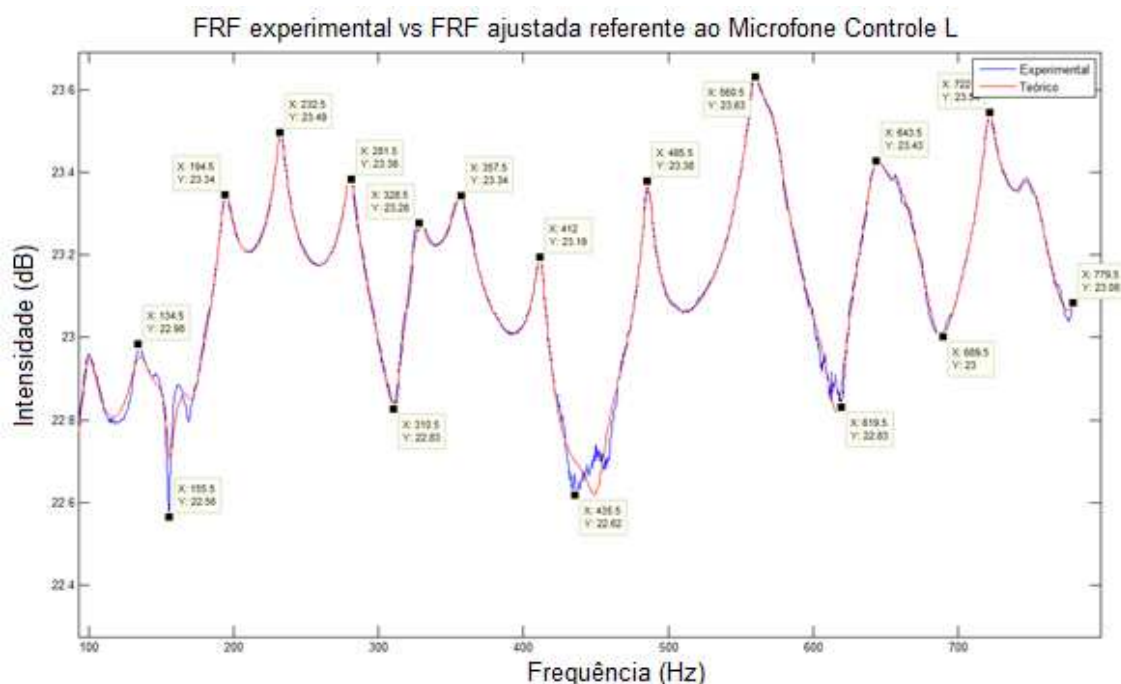


Figura 5.34: FRF filtrada medida experimental (Azul) comparado a FRF ajustada (Vermelho), e as frequências discretas referentes ao microfone de controle L.

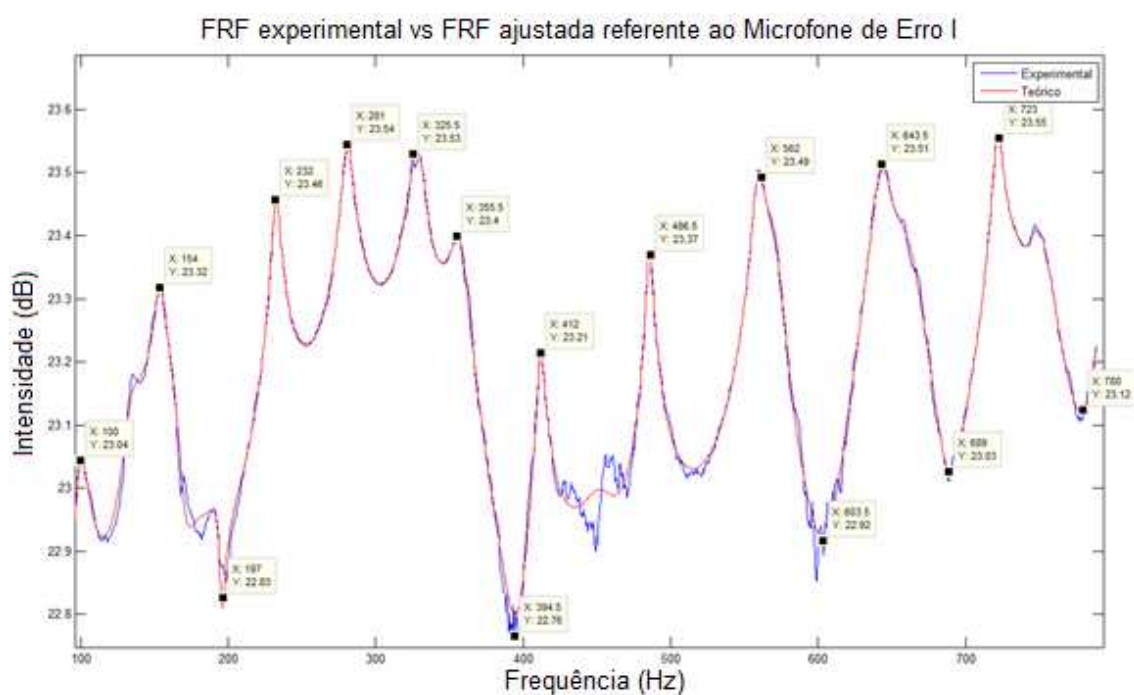


Figura 5.35: FRF filtrada medida experimental (Azul) comparado a FRF ajustada (Vermelho), e as frequências discretas referentes ao microfone de Erro I.

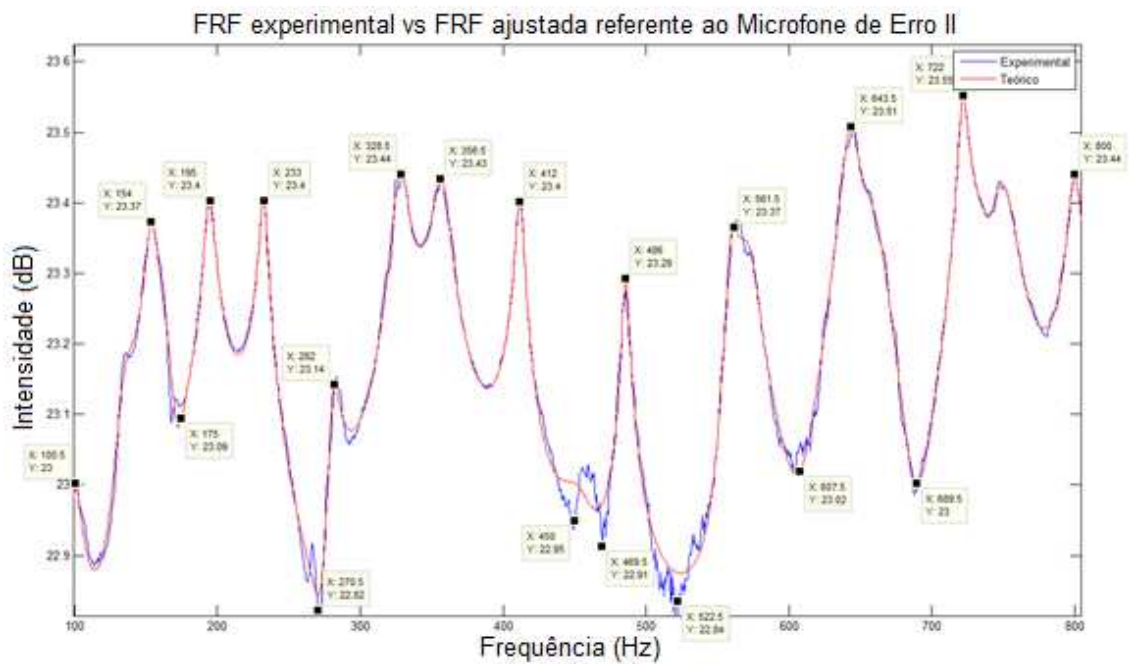


Figura 5.36: FRF filtrada medida experimental (Azul) comparado a FRF ajustada (Vermelho), e as frequências discretas referentes ao microfone de Erro II.

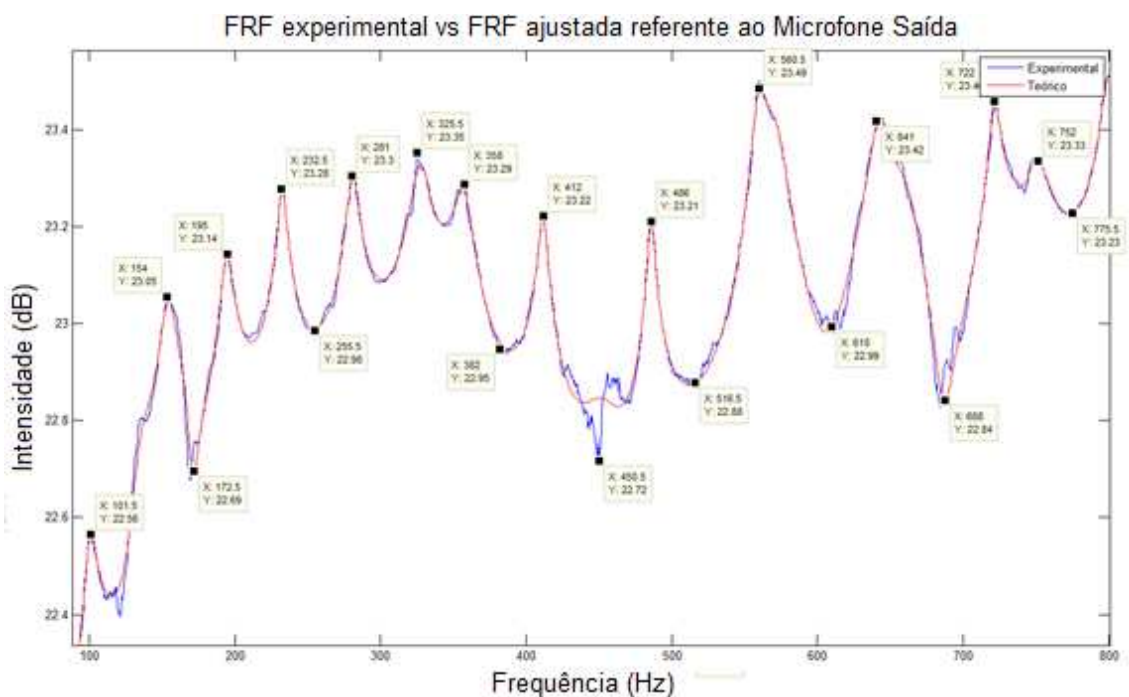


Figura 5.37: FRF filtrada medida experimental (Azul) comparado a FRF ajustada (Vermelho), e as frequências discretas referentes ao microfone de Saída.

Os ajustes também foram realizadas em mais duas formas, com o acelerômetro na membrana do Alto-falante de controle R e no Alto-falante de Controle L para todos os seis microfones existentes no sistema (figuras de 5.38 e 5.39).

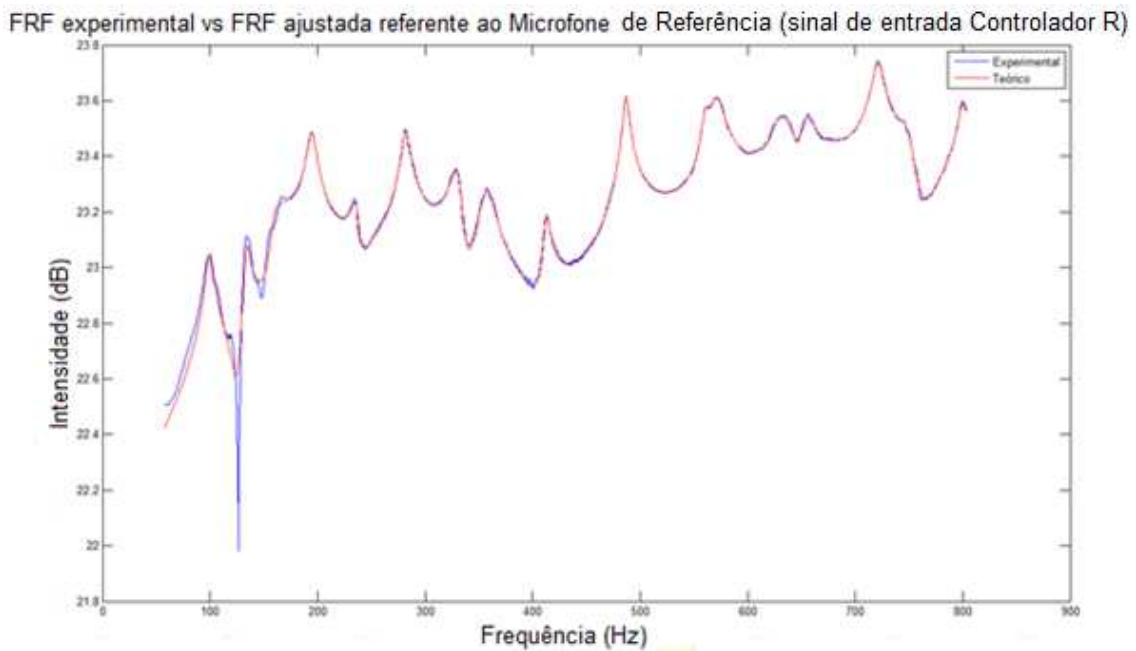


Figura 5.38: FRF filtrada do microfone de referência medida experimental (Azul) Comparado a FRF ajustada (Vermelho), acelerômetro no alto-falante de controle R.

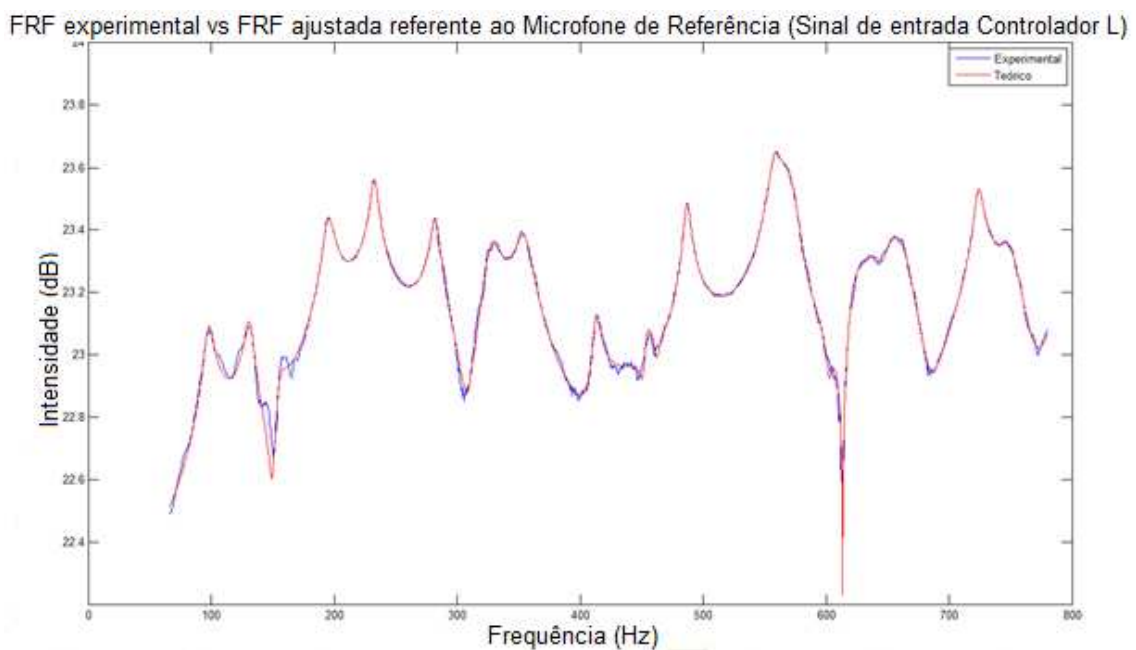


Figura 5.39: FRF filtrada do microfone de referência medida experimental (Azul) Comparado a ajustada (Vermelho), acelerômetro no alto-falante de controle L .

Finalmente, as FRFs estimadas e ajustadas foram comparadas com os resultados 3D e 2D do Ansys®, sendo que uma correção melhor foi observada para o modelo 3D, conforme pode ser visto na figura 5.40.

FRF Experimental ajustada vs FRF Ansys Referente ao microfone de Erro II (Efeito de comparação)

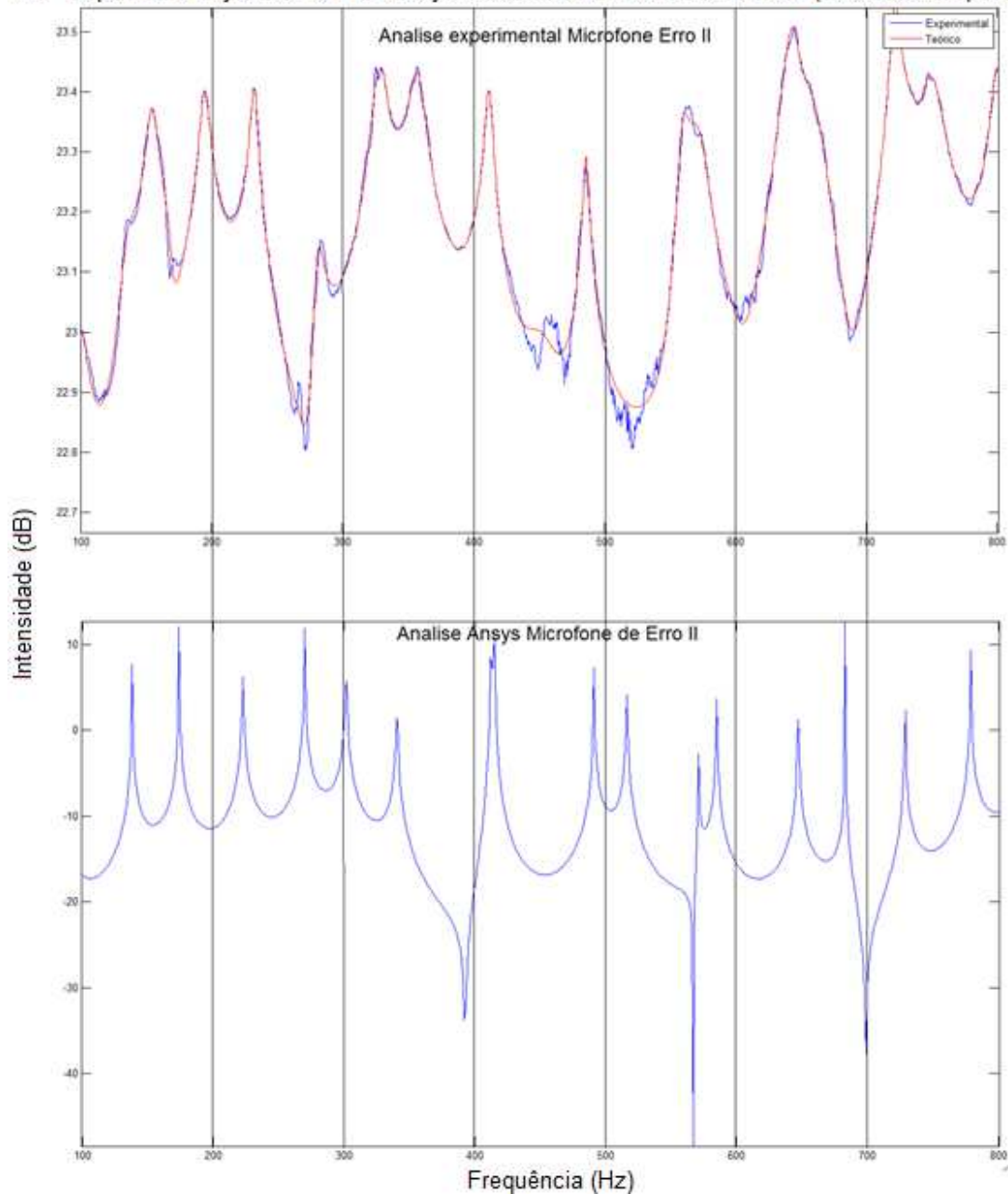


Figura 5.40: Análise de comparação das FRFs estimadas experimentalmente VS modelo 3D do Ansys®.

Pode-se observar na figura 5.40 que existe uma boa correlação entre as frequências de ressonância estimadas experimentalmente com as do modelo 3D do Ansys®. A falta de correlação entre as formas das FRFs em algumas regiões de frequência podem ser explicadas pelo fato de que o campo acústico gerado pelo alto-falante depende da velocidade média quadrática do cone (na qual foi medida) e da eficiência de irradiação dependente da frequência (e que não foi utilizada).

## CAPÍTULO VI

Neste capítulo são apresentados as metodologias e os resultados obtidos na bancada experimental de Controle Ativo de Ruído. Utilizando as frequências discretas adquiridas a partir das FRFs apresentadas no capítulo anterior.

### 6.1 Bancada experimental CAR

O duto utilizado na bancada experimental é exatamente o mesmo ao qual já foi apresentado no capítulo anterior e possui as mesmas dimensões conforme apresentados na figura 5.13. e 6.2. No entanto visto de uma perspectiva de realidade, pode-se observar a figura 6.1 o duto utilizado no experimento.



Figura 6.1: Duto experimental construído no Laboratório de Acústica e Vibrações.

A bancada experimental consiste em vários elementos, como pode ser visto nas figuras a seguir. Serão apresentados: as dimensões do duto em PVC, microfones B&K modelo 4957, acelerômetro PCB 352C22 na membrana do alto-falante, alto-falantes, sistema de interface de dados DSpace modelo RTI1104, condicionador de sinais PCB modelo 482A20, amplificador Stetsom modelo CL 500 de 500w 12V (DC) e gerador de sinais Stanford Research Systems modelo DS360 “Ultra Low Distortion Function Generator.



Utilizou-se uma bateria de 12V para a alimentação do amplificador, evitando assim o ruído da rede elétrica do laboratório (60Hz) e por não haver aterramento.

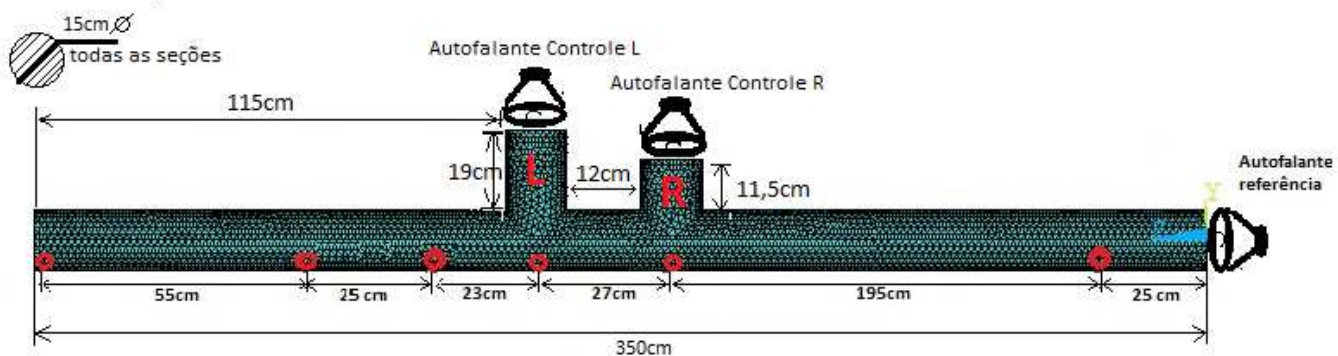


Figura 6.2: Dimensões do tudo experimental onde os círculos em vermelho identificam o posicionamento dos microfones (sensores receptores). Os alto-falantes (sensores atuadores) são indicados.

Foi utilizado um acelerômetro PCB 352C22 utilizado na membrana do Alto-falante de referência conforme apresentado na figura 5.16 com as mesmas características apresentadas no capítulo anterior. A placa DSpace utilizada é do modelo RTI 1104, como pode ser visto na figura 6.3:



Figura 6.3: DSpace RTI1104 com suas entradas e saídas devidamente posicionadas para aplicação do controle ativo de controle (Entrada de sinais em vermelho e Saída de sinais em Azul).

Os microfones são Brüel & Kjaer, modelo 4957 com  $\frac{1}{4}$ " de diâmetro, conforme ilustrado anteriormente na figura 5.15. Utilizou-se ainda o condicionador PCB modelo 482A20 conforme apresentado na figura 6.4:

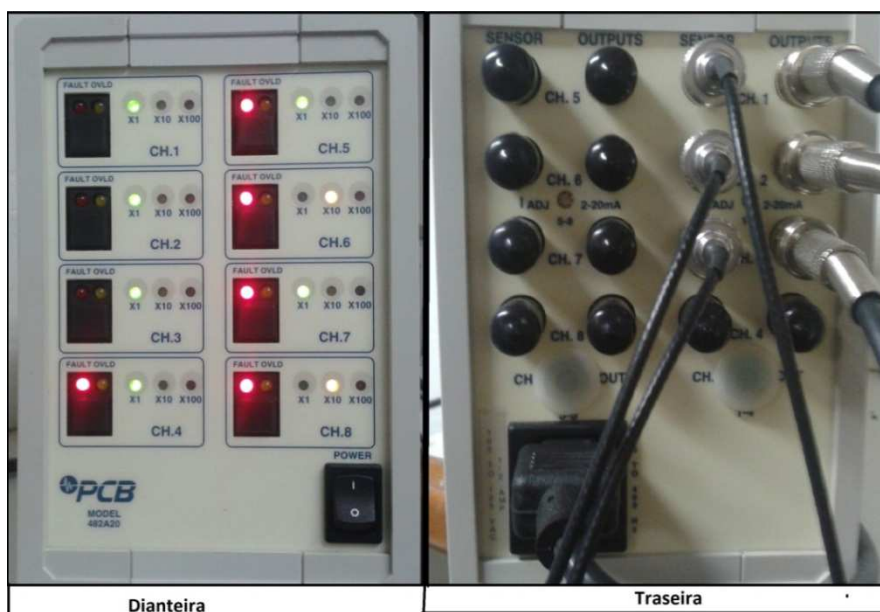


Figura 6.4: Condicionador de sinais PCB modelo 482A20, entrada dos microfones saída para DSpace.

Para montagem dos alto-falantes foram utilizados grelhas de PVC e uma parte cortada do próprio PVC de 150mm de diâmetro para sustentação do mesmo e para que não houvesse uma dissipação do ruído pela parte de trás do alto falante conforme apresentado na figura 6.5:



Figura 6.5: Montagem padrão para os alto-falantes de referência, controle R e controle L.

O amplificador foi instalado para que a saída do sinal da DSpace (sistema de controle) fosse amplificado para os alto-falantes. Os sinais provenientes da DSpace, entram no amplificador e as saídas amplificadas são direcionadas para os alto-falantes R e L (*right* e *left* – direita e esquerda) conforme figura 6.6:



Figura 6.6: Amplificador Stetsom modelo CL500 de 500W (amplificador padrão para som de automóveis).

Uma bateria 12V automotiva foi utilizada para alimentação do amplificador dos alto-falantes de controle figura 6.7:



Figura 6.7: Bateria 12V DC para alimentação do amplificador.



O gerador de sinais utilizado é da Stanford Research Systems modelo DS360, já possui amplificação de sinal na saída, sendo conectado diretamente ao alto-falante de referência (ou fonte de ruído). Como pode ser visto na figura 6.8:



Figura 6.8: Gerador de sinais Stanford Research Systems DS360

Para a utilização do sistema de Controle Ativo de Ruído, foi criado no Simulink®, programa em diagrama de blocos com a estratégia *FeedForward* + esquema de realimentação (FBXLMS). Esta opção foi adotada devido aos melhores resultados obtidos e maior facilidade de implementação. Este tipo de sistema é muito conhecido conforme observado nas revisões bibliográficas.

O esquema de montagem do duto foi realizada conforme demonstrado no figura 6.9:

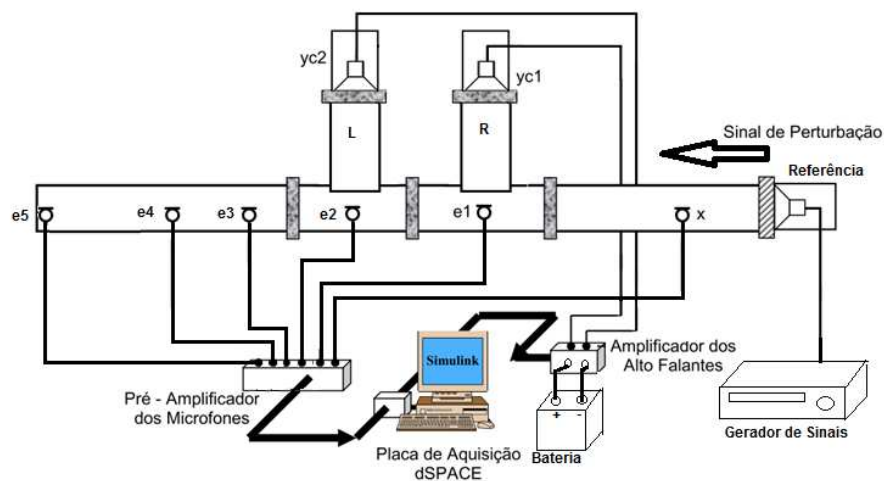


Figura 6.9: Esquema de montagem da bancada experimental do duto (Duto acústico)

O experimento constituiu em utilizar as informações das FRFs adquiridas no experimento de campo acústico abordado no capítulo anterior. Conforme mostra a figura 5.32 foram determinadas as frequências discretas nas regiões de ressonâncias e anti-ressonâncias. Estas frequências serão listadas em tabelas para clareza e

consolidação de informações e posteriormente serão agregados os resultados da intensidade acústica em dB(A) obtidos do CAR.

Para funcionamento do CAR foi utilizado uma aplicação da formulação do modelo ARX, indicado para estimar o caminho primário e secundário. Estas e outras informações sobre a aplicabilidade do diagrama de blocos estão detalhados no capítulo III.

## 6.2 Resultados do Controle Ativo de Ruído

Os resultados serão apresentados a partir de tabelas com os dados de frequências discretas, atenuação em dB e descrição do ponto de leitura, quando o ponto se encontra em ressonância ou anti-ressonância da FRF em questão.

As tabelas foram separadas por microfone (sensores receptores) e foi avaliado seu comportamento em relação a atenuação adquirida. A tabela foi dividida da seguinte forma:

Tabela 6.1: Modelo de apresentação das tabelas com os resultados do CAR.

	Microfone de Referência	Microfone N	CAR
Frequência (Hz)	Posicionamento na FRF	Posicionamento na FRF	Atenuação (dB)
As frequências dominantes que aparecem na FRF do microfone de referência	Posicionamento da frequência discreta na FRF do microfone de referência	Posicionamento da frequência discreta na FRF do microfone N	Valor em dB da diferença entre o dB antes e o dB depois do CAR.

Todos os resultados levam em consideração as frequências do microfone de referência, portanto todas as tabelas tem as mesmas frequências discretas. As frequências foram selecionadas a partir do gráfico colhido do experimento de campo acústico do microfone de referência (Figura 5.32). A partir destas frequências discretas, houve a comparação com a FRF dos outros microfones. Foram realizados 10 ensaios com controle ativo de ruído em 26 frequências discretas que serão apresentadas na primeira coluna das tabelas conforme exemplificado na Tabela 1.

Utilizando um medidor de pressão acústica (Larson & Davis LxT de número de série 0001998 Calibrado pela PUCRS de certificado A0087/2012), mediu-se a pressão acústica antes e após o sistema CAR atuar, onde realizou-se uma subtração (dB Antes CAR – dB Depois CAR = Atenuação do ruído em dB) para checar a atenuação obtida, todas as aquisições foram adquiridas a 1/3 de oitava. No entanto, será observado que há algumas frequências nas quais o CAR não obteve um bom

resultado. Em alguns casos pode-se notar uma amplificação do sinal ao invés de atenuação. Porém, em muitos outros casos o CAR atendeu conforme o esperado.

Os resultados apresentados nas tabelas foram transferido para um gráfico em histograma para melhor visualização dos resultados (Atenuação, Amplificação ou Neutralidade do sinal). Nos histogramas apresentados em formato de eixo cartesiano é considerado valores em dB no eixo das ordenadas (y) e os valores das frequências discretas no eixo das abscissas (x).

Na primeira secção de resultados é utilizado o alto-falante de controle R para realizar o sistema de controle ativo de ruído. O primeiro resultado desta secção usa o microfone de Controle R como microfone de erro, conforme demonstra a figura 6.10 e a Tabela 6.2 com os resultados:

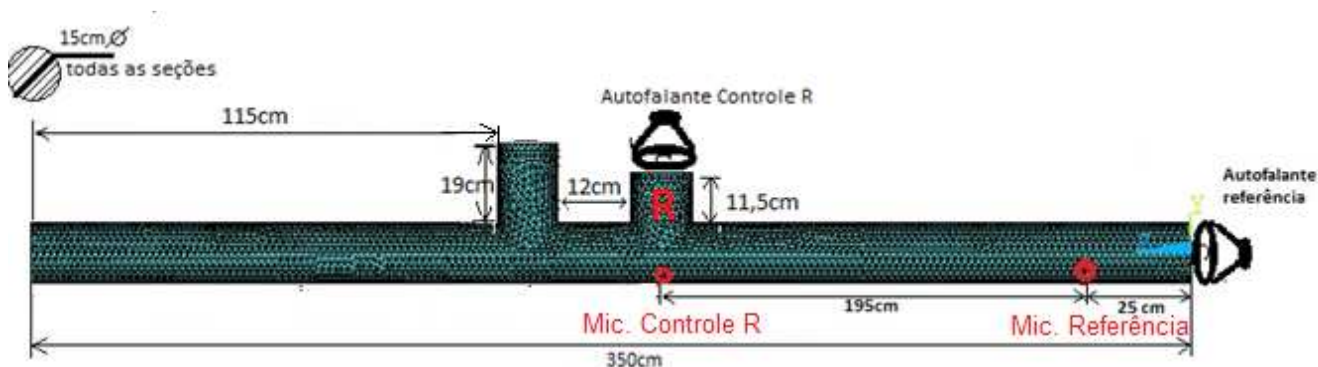


Figura 6.10: Alto-falante R como atuador de controle, microfone Controle R como sensor de erro.

Tabela 6.2: Resultados referentes à utilização do microfone Controle R no sistema CAR (alto-falante R)

Alto-falante R	Microfone de Referência	Microfone de Controle R	CAR	
Frequência (Hz)	Posicionamento na FRF	Posicionamento na FRF	Atenuação (dB)	Observações
100.5	Ressonância	Ressonância	-5,2	Amplificou
112	Anti-ressonância	Descida da curva	-0,4	Amplificou
136	Ressonância	Subida da curva	-1,2	Amplificou
150	Ressonância	Subida da curva	-12	Amplificou
156	Anti-ressonância	Ressonância	-8,6	Amplificou Instável
165.5	Ressonância	Descida da curva	-1,9	Amplificou
178	Anti-ressonância	Subida da curva	2,7	Controle Fraco
194.5	Ressonância	Ressonância	13,4	Controle Bom
217	Anti-ressonância	Anti-ressonância	1	Controle Instável
233	Ressonância	Ressonância	3,8	Controle Bom
269.3	Anti-ressonância	Subida da curva	7,1	Controle Instável
282	Ressonância	Ressonância	16,8	Controle Bom
318	Anti-ressonância	Subida da curva	-3,7	Controle Fraco
331	Ressonância	Descida da curva	10,9	Controle Bom
352.5	Anti-ressonância	Subida da curva	6,5	Controle Instável
410	Ressonância	Ressonância	-6	Amplificou Instável
415.5	Anti-ressonância	Descida da curva	-5,8	Amplificou
485.5	Ressonância	Ressonância	-4,3	Amplificou
500	Anti-ressonância	Descida da curva	2,7	Controle Fraco
559	Ressonância	Subida da curva	0	Neutro
592.5	Anti-ressonância	Anti-ressonância	0	Neutro
642.5	Ressonância	Ressonância	0,4	Controle Fraco
685	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-9,8	Amplificou Instável
721.5	Ressonância	Ressonância	-3	Amplificou
775.5	Anti-ressonância	Subida da curva	0	Neutro
800	Ressonância	Ressonância	0	Neutro
OBS: ARX Caminho primário = 77,4% e Caminho Secundário = 75.97%				

Na tabela 6.2 observa-se que o sistema CAR obteve 12 frequências discretas com amplificação do sinal, 4 frequências discretas neutras e 10 frequências discretas com atenuação.

Para melhor visualização dos resultados apresentados na tabela 6.2 o mesmo é graficamente representado como um histograma na figura 6.11:

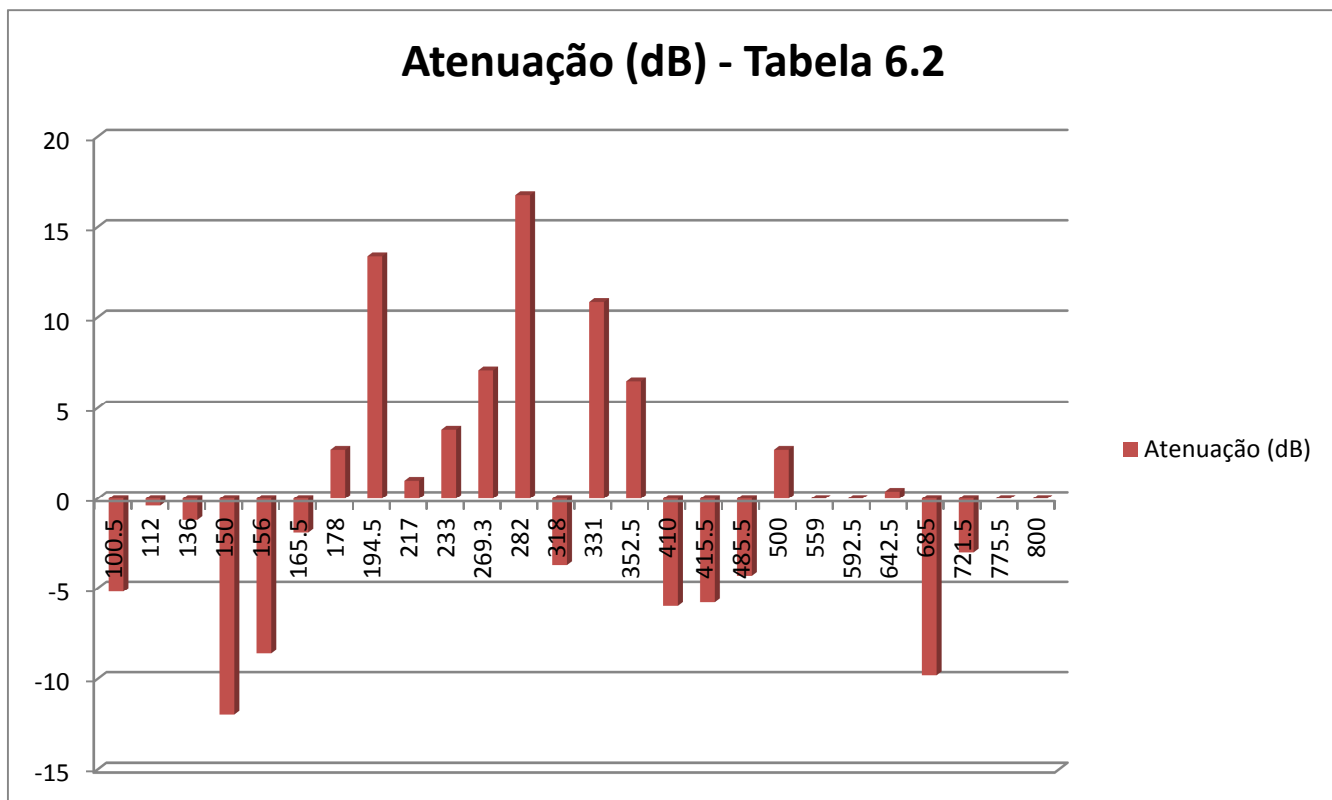


Figura 6.11: Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.2. Valores negativos indicam amplificação.

Utilizando o microfone Controle L como sensor de erro conforme ilustrado na figura 6.12 e com resultados na tabela 6.3:

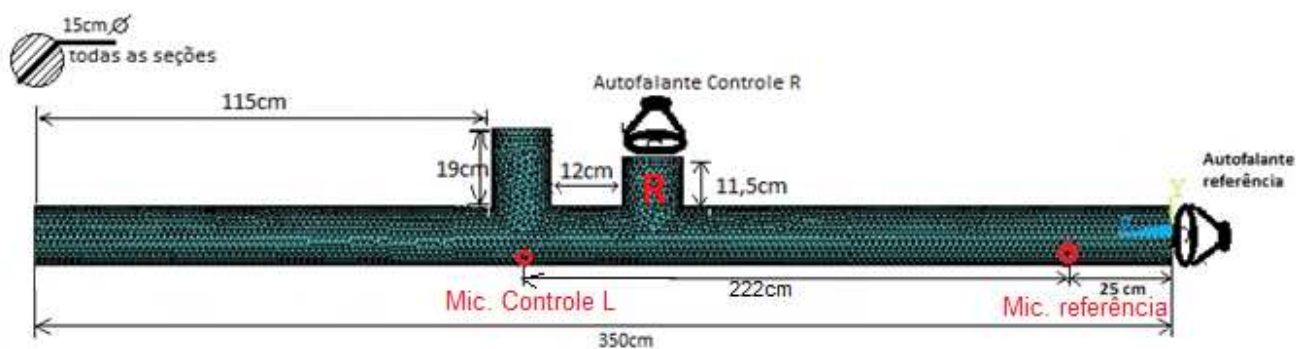


Figura 6.12: Alto-falante R como atuador de controle, microfone Controle L como sensor de erro.

Tabela 6.3: Resultados referentes à utilização do microfone Controle L no sistema CAR (alto-falante R):

Alto-falante R	Microfone de Referência	Microfone de Controle L	CAR	
Frequência (Hz)	Posicionamento na FRF	Posicionamento na FRF	Atenuação (dB)	Observações
100.5	Ressonância	Ressonância	-5,6	Amplificou
112	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-0,3	Amplificou
136	Ressonância	Ressonância	-6	Amplificou
150	Ressonância	Descida da curva	-16	Amplificou
156	Anti-ressonância	Anti-ressonância	2,9	Controle Instável
165.5	Ressonância	Descida da curva	7,5	Controle Fraco
178	Anti-ressonância	Subida da curva	5,1	Controle Fraco
194.5	Ressonância	Ressonância	14,9	Controle Bom
217	Anti-ressonância	Subida da curva	1,2	Controle Instável
233	Ressonância	Ressonância	2,9	Controle Bom
269.3	Anti-ressonância	Subida da curva	9,5	Controle Bom
282	Ressonância	Ressonância	18,6	Controle Bom
318	Anti-ressonância	Subida da curva	0	Neutro
331	Ressonância	Ressonância	10,3	Controle Bom
352.5	Anti-ressonância	Subida da curva	12	Controle Bom
410	Ressonância	Ressonância	0	Neutro
415.5	Anti-ressonância	Descida da curva	1,2	Controle Instável
485.5	Ressonância	Ressonância	0	Neutro
500	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-1,8	Amplificou
559	Ressonância	Ressonância	-3	Amplificou Instável
592.5	Anti-ressonância	Descida da curva	4,2	Controle Fraco
642.5	Ressonância	Subida da curva	5,7	Controle Bom
685	Anti-ressonância	Anti-ressonância	3,7	Controle Instável
721.5	Ressonância	Ressonância	9,3	Controle Bom
775.5	Anti-ressonância	Anti-ressonância	1,5	Controle Fraco
800	Ressonância	Subida da curva	0	Neutro
OBS: ARX Caminho primário = 76,07% e Caminho Secundário = 79.13%				

Na tabela 6.3 observa-se que o sistema CAR obteve 6 frequências discretas com amplificação do sinal, 4 frequências discretas neutras e 16 frequências discretas com atenuação.

Para uma melhor visualização dos resultados apresentados na tabela 6.3 o mesmo é graficamente representado como um histograma na figura 6.13:

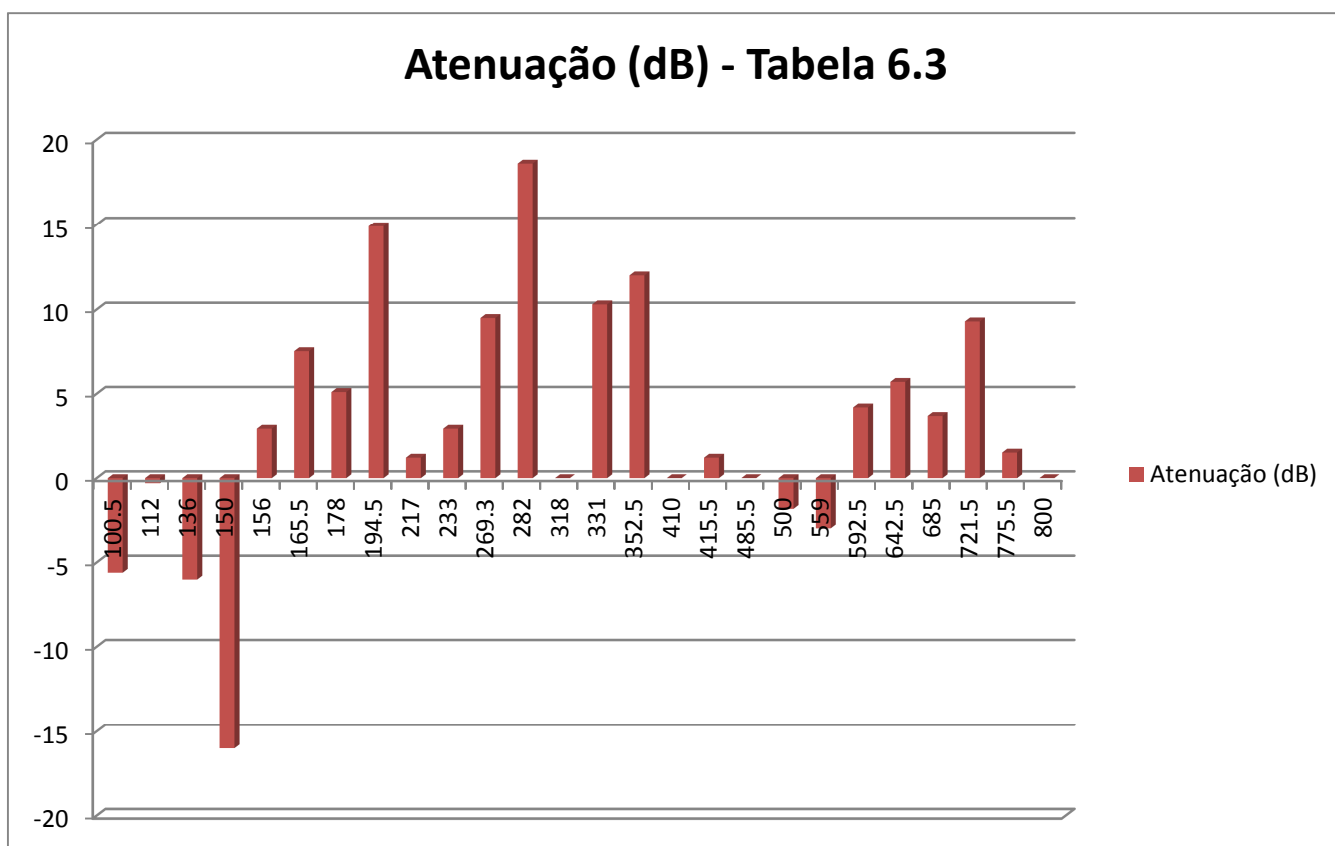


Figura 6.13: Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.3. Valores negativos indicam amplificação.

Altera-se então para o microfone de erro I utilizado como sensor de erro, conforme pode ser visto na figura 6.14 e com resultados na tabela 6.4:

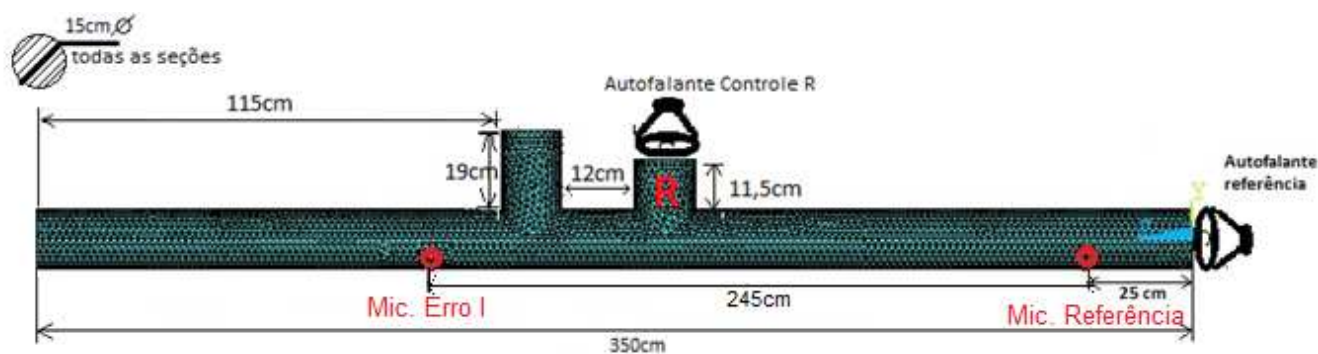


Figura 6.14: Alto-falante R como atuador de controle, microfone Erro I como sensor de erro.



Tabela 6.4: Resultados referentes à utilização do microfone Erro I no sistema CAR (alto-falante R)

Alto-falante R	Microfone de Referência	Microfone de Erro I	CAR	
Frequência (Hz)	Posicionamento na FRF	Posicionamento na FRF	Atenuação (dB)	Observações
100.5	Ressonância	Ressonância	-5,2	Amplificou
112	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-0,5	Amplificou Instável
136	Ressonância	Subida da curva	-6,6	Amplificou Instável
150	Ressonância	Subida da curva	-8,1	Amplificou Instável
156	Anti-ressonância	Ressonância	-5,2	Amplificou Instável
165.5	Ressonância	Descida da curva	5,5	Controle Fraco
178	Anti-ressonância	Anti-ressonância	2,1	Controle Fraco
194.5	Ressonância	Anti-ressonância	15	Controle Bom
217	Anti-ressonância	Subida da curva	0	Neutro
233	Ressonância	Ressonância	4,5	Controle Fraco
269.3	Anti-ressonância	Subida da curva	10,5	Controle Bom
282	Ressonância	Ressonância	18,9	Controle Bom
318	Anti-ressonância	Subida da curva	0	Neutro
331	Ressonância	Ressonância	13,9	Controle Bom
352.5	Anti-ressonância	Subida da curva	12,5	Controle Bom
410	Ressonância	Subida da curva	0	Neutro
415.5	Anti-ressonância	Descida da curva	0	Neutro
485.5	Ressonância	Ressonância	-2	amplificou
500	Anti-ressonância	Descida da curva	2,5	Controle Instável
559	Ressonância	Ressonância	1,6	Controle Instável
592.5	Anti-ressonância	Anti-ressonância	0	Neutro
642.5	Ressonância	Ressonância	7	Controle Bom
685	Anti-ressonância	Anti-ressonância	8	Controle Instável
721.5	Ressonância	Ressonância	11	Controle Bom
775.5	Anti-ressonância	Anti-ressonância	4	Controle Fraco
800	Ressonância	Ressonância	0	Neutro
OBS: ARX Caminho primário = 75,7% e Caminho Secundário = 76.2%				

Na tabela 6.4 observa-se que o sistema CAR obteve 6 frequências discretas com amplificação do sinal, 6 frequências discretas neutras e 14 frequências discretas com atenuação.

Para uma melhor visualização dos resultados apresentados na tabela 6.4 o mesmo é graficamente representado como um histograma na figura 6.15:



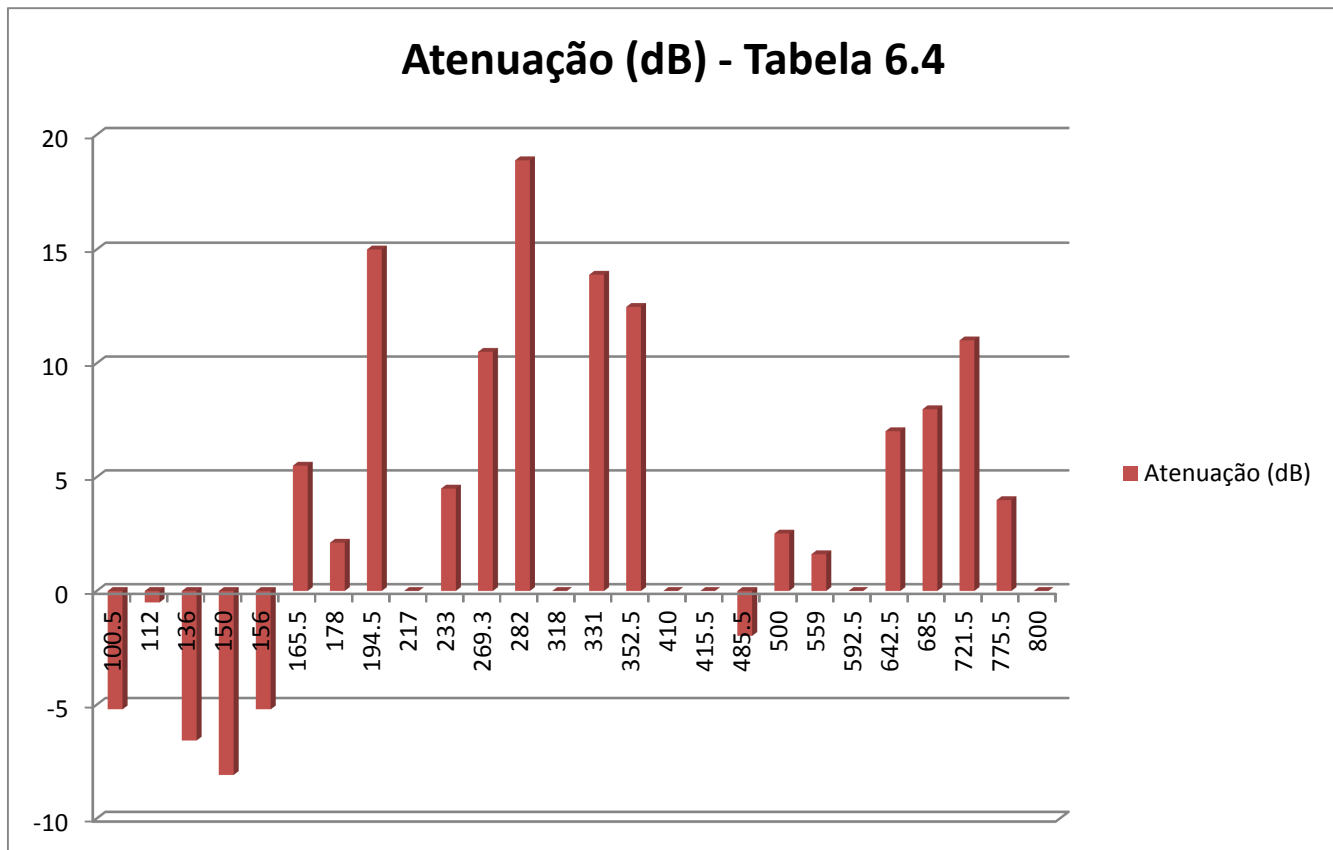


Figura 6.15: Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.4. Valores negativos indicam amplificação.

Altera-se para o microfone de erro II utilizado como sensor de erro, o sistema pode ser visto na figura 6.16 e com resultados na tabela 6.5:

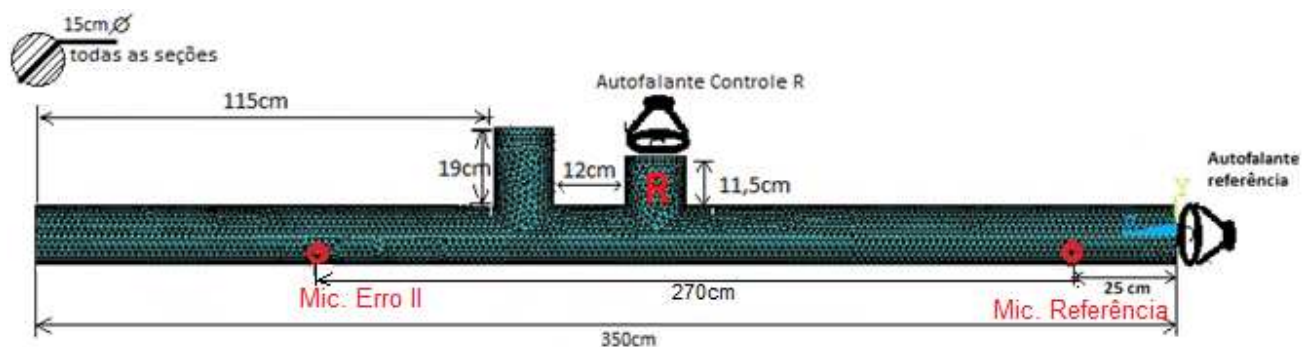


Figura 6.16: Alto-falante R como atuador de controle, microfone Erro II como sensor de erro.

Tabela 6.5: Resultados referentes à utilização do microfone Erro II no sistema CAR (alto-falante R):

Alto-falante R	Microfone de Referência	Microfone de Erro II	CAR	
Frequência (Hz)	Posicionamento na FRF	Posicionamento na FRF	Atenuação (dB)	Observações
100.5	Ressonância	Ressonância	-6,2	Amplificou
112	Anti-ressonância	Anti-ressonância	0	Neutro
136	Ressonância	Subida da curva	-1,2	Amplificou
150	Ressonância	Subida da curva	-11	Amplificou Instável
156	Anti-ressonância	Ressonância	-4	Amplificou Instável
165.5	Ressonância	Descida da curva	6,2	Controle Bom
178	Anti-ressonância	Anti-ressonância	1,6	Controle Fraco
194.5	Ressonância	Ressonância	13,7	Controle Bom
217	Anti-ressonância	Anti-ressonância	1,2	Controle Fraco
233	Ressonância	Ressonância	2,2	Controle Fraco
269.3	Anti-ressonância	Anti-ressonância	0	Neutro
282	Ressonância	Ressonância	10,8	Controle Bom
318	Anti-ressonância	Subida da curva	1,6	Controle Fraco
331	Ressonância	Ressonância	11	Controle Bom
352.5	Anti-ressonância	Subida da curva	11,5	Controle Bom
410	Ressonância	Ressonância	0	Neutro
415.5	Anti-ressonância	Descida da curva	4,1	Controle Fraco
485.5	Ressonância	Ressonância	-7,8	Amplificou Instável
500	Anti-ressonância	Descida da curva	1,8	Controle Fraco
559	Ressonância	Subida da curva	1,8	Controle Fraco
592.5	Anti-ressonância	Descida da curva	0,9	Controle Fraco
642.5	Ressonância	Ressonância	5,5	Controle Bom
685	Anti-ressonância	Anti-ressonância	6,8	Controle Instável
721.5	Ressonância	Ressonância	9,8	Controle Bom
775.5	Anti-ressonância	Anti-ressonância	6,1	Controle Fraco
800	Ressonância	Ressonância	13	Controle Bom
OBS: ARX Caminho primário = 77,25% e Caminho Secundário = 79.56%				

Na tabela 6.5 pode-se observar que o sistema CAR obteve 5 frequências discretas com amplificação do sinal, 3 frequências discretas neutras e 18 frequências discretas com atenuação.

Para uma melhor visualização dos resultados apresentados na tabela 6.5 o mesmo é graficamente representado como um histograma na figura 6.17:

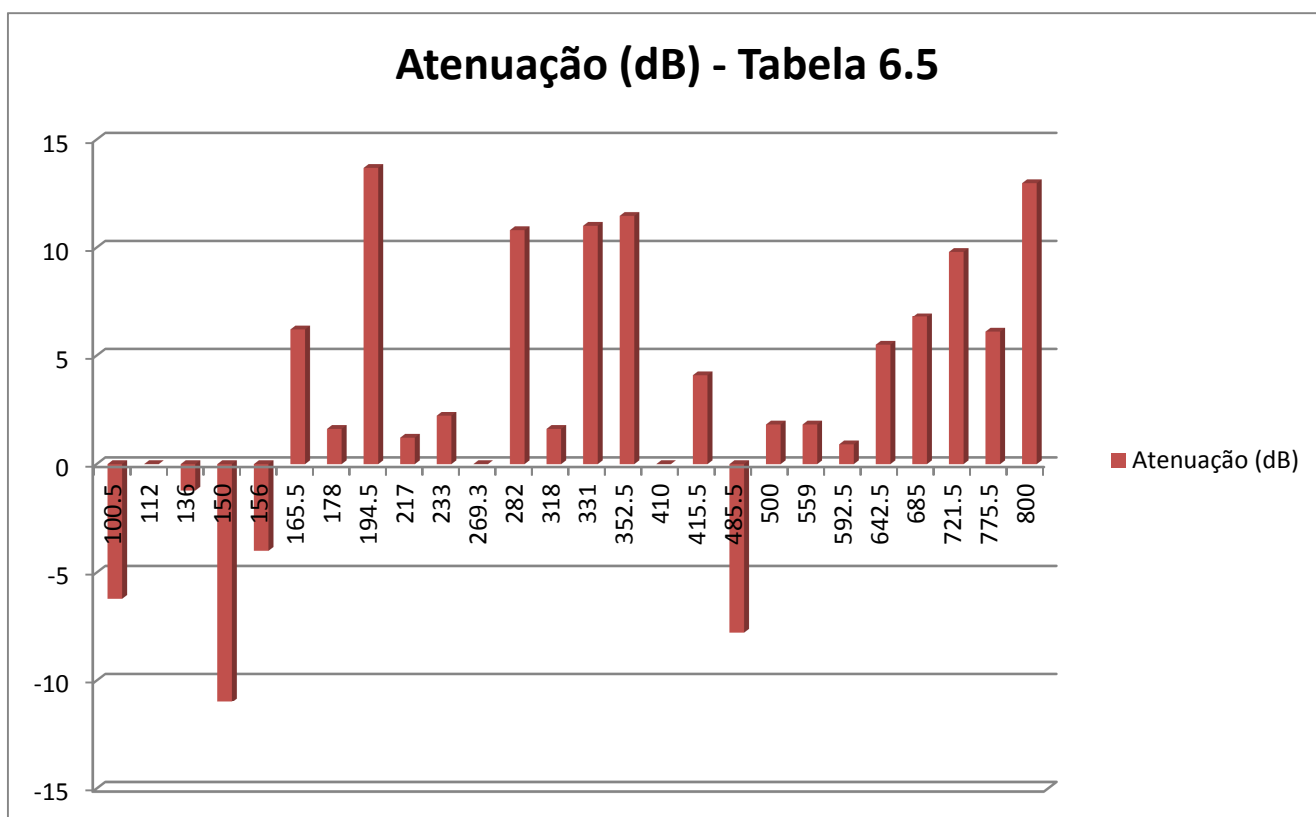


Figura 6.17: Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.5. Valores negativos indicam amplificação.

Finalmente altera-se para o microfone de Saída como sensor de erro, conforme pode ser visto na figura 6.18 e com resultados na tabela 6.6:

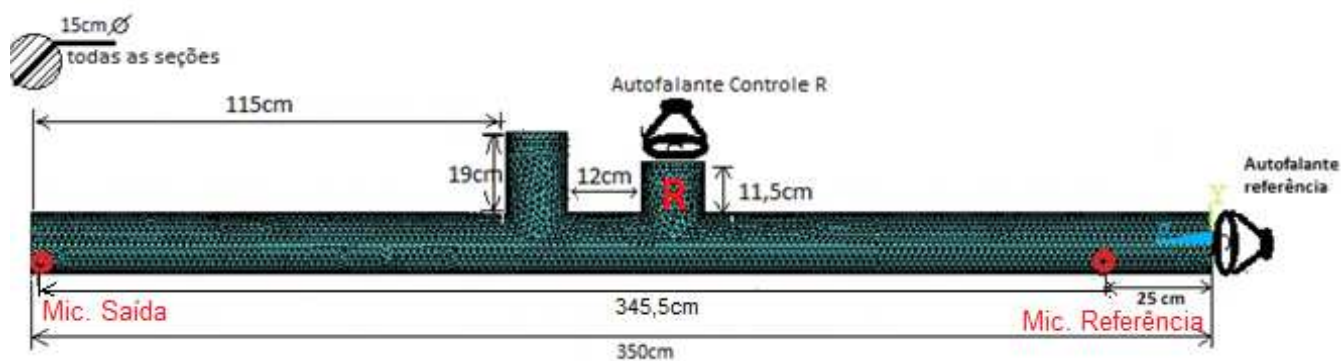


Figura 6.18: Alto-falante R como atuador de controle, microfone Saída como sensor de erro.

Tabela 6.6: Resultados referentes à utilização do microfone Saída no sistema CAR (alto-falante R):

Alto-falante R	Microfone de Referência	Microfone de Saída	CAR	
Frequência (Hz)	Posicionamento na FRF	Posicionamento na FRF	Atenuação (dB)	Observações
100.5	Ressonância	Ressonância	-3,9	Amplificou
112	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-3,7	Amplificou
136	Ressonância	Subida da curva	-10	Amplificou
150	Ressonância	Subida da curva	4,5	Controle Fraco
156	Anti-ressonância	Ressonância	-1,3	Amplificou
165.5	Ressonância	Descida da curva	8,8	Controle Bom
178	Anti-ressonância	Subida da curva	3,9	Controle Fraco
194.5	Ressonância	Ressonância	15,2	Controle Bom
217	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-1,9	Amplificou
233	Ressonância	Ressonância	3,5	Controle Fraco
269.3	Anti-ressonância	Subida da curva	9,1	Controle Instável
282	Ressonância	Ressonância	19,4	Controle Bom
318	Anti-ressonância	Subida da curva	0,8	Controle Instável
331	Ressonância	Descida da curva	14	Controle Bom
352.5	Anti-ressonância	Subida da curva	8,4	Controle Bom
410	Ressonância	Ressonância	-1,5	Amplificou
415.5	Anti-ressonância	Descida da curva	2,6	Controle Fraco
485.5	Ressonância	Ressonância	-9,9	Controle Instável
500	Anti-ressonância	Anti-ressonância	0	Neutro
559	Ressonância	Ressonância	-5,6	Amplificou
592.5	Anti-ressonância	Descida da curva	5,2	Controle Fraco
642.5	Ressonância	Ressonância	4,4	Controle Fraco
685	Anti-ressonância	Anti-ressonância	8,2	Controle Instável
721.5	Ressonância	Ressonância	9,9	Controle Bom
775.5	Anti-ressonância	Anti-ressonância	10,2	Controle Bom
800	Ressonância	Ressonância	12,8	Controle Bom
OBS: ARX Caminho primário = 76.8% e Caminho Secundário = 78.99%				

Na tabela 6.5 pode-se observar que o sistema CAR obteve 8 frequências discretas com amplificação do sinal, 1 frequência discreta neutra e 17 frequências discretas com atenuação.

Para uma melhor visualização dos resultados apresentados na tabela 6.6 o mesmo é graficamente representado como um histograma na figura 6.19:

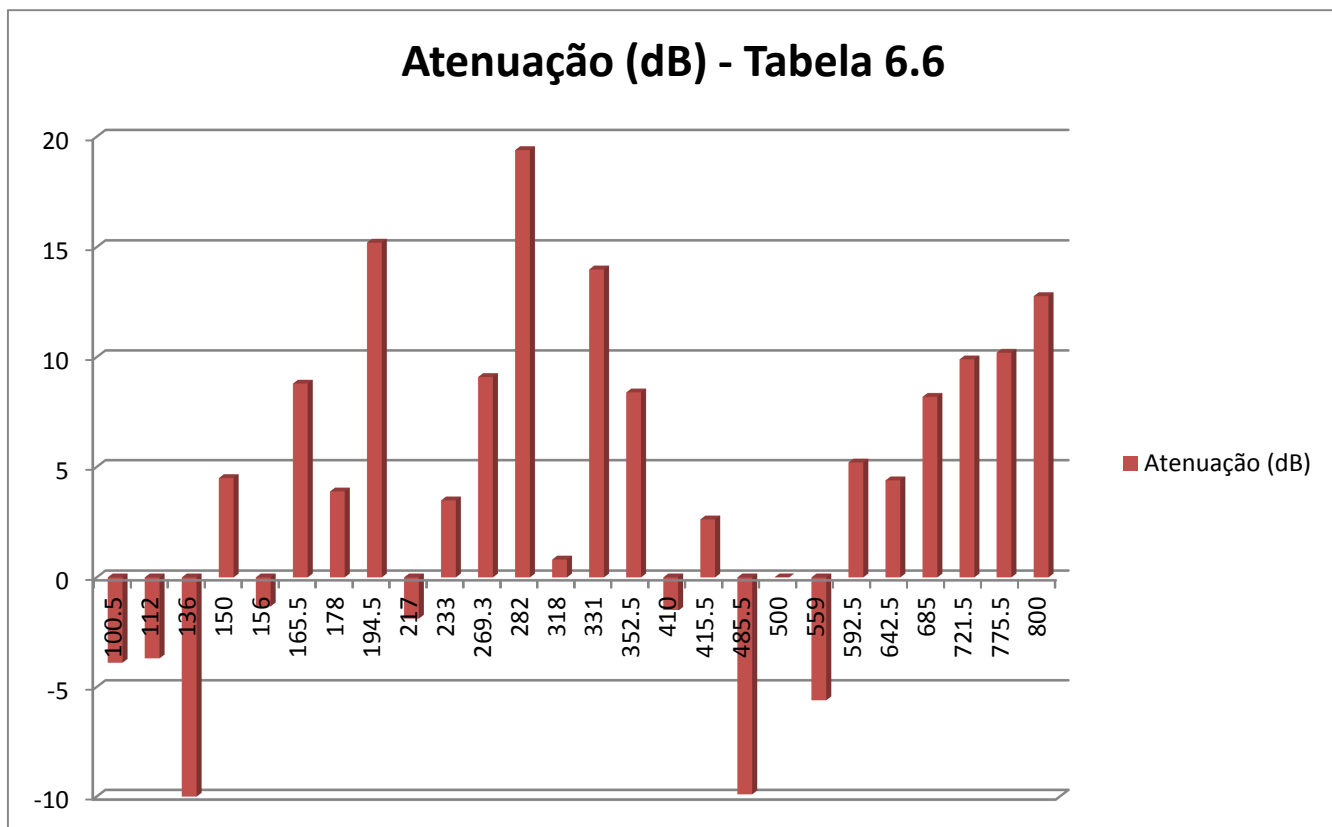


Figura 6.19: Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.5. Valores negativos indicam amplificação.

Para os experimentos realizados com o alto-falante R como controle, o microfone com os melhores resultados a partir dos dados colhidos foi o microfone de Erro II de acordo com a tabela 6.5, atenuando 18 frequências discretas.

A segunda seção de resultados é referente a utilização do alto-falante de controle L para o sistema de controle ativo de ruído. Nesta seção não foi utilizado o microfone de controle R devido a sua posição não proporcionar controle. Portanto o primeiro resultado é referente ao microfone de Controle L utilizado como sensor de erro. Conforme demonstra a figura 6.20 e a Tabela 6.7 com os resultados:

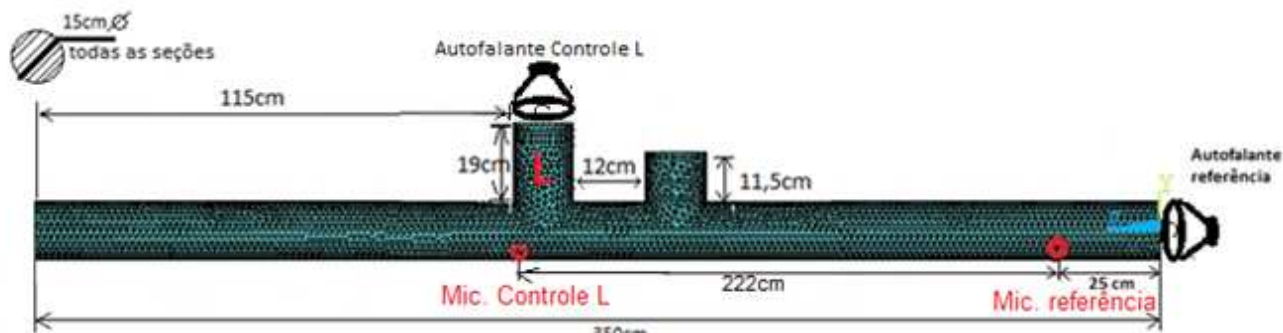


Figura 6.20: Alto-falante L como atuador de controle, microfone Controle L como sensor de erro.

Tabela 6.7: Resultados referentes à utilização do microfone Controle L no sistema CAR (alto-falante L):

Alto-falante L	Microfone de Referência	Microfone de Controle L	CAR	
Frequência (Hz)	Posicionamento na FRF	Posicionamento na FRF	Atenuação (dB)	Observações
100.5	Ressonância	Ressonância	-4	Amplificou
112	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-4	Amplificou
136	Ressonância	Ressonância	-6	Amplificou
150	Ressonância	Descida da curva	-5	Amplificou
156	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-9	Amplificou Instável
165.5	Ressonância	Descida da curva	-2,5	Amplificou
178	Anti-ressonância	Subida da curva	0	Neutro
194.5	Ressonância	Ressonância	11,9	Controle Bom
217	Anti-ressonância	Subida da curva	1,5	Controle Instável
233	Ressonância	Ressonância	13,7	Controle Bom
269.3	Anti-ressonância	Subida da curva	3,5	Controle Instável
282	Ressonância	Ressonância	5,2	Controle Bom
318	Anti-ressonância	Subida da curva	3,1	Controle Fraco
331	Ressonância	Ressonância	4,6	Controle Bom
352.5	Anti-ressonância	Subida da curva	0	Neutro
410	Ressonância	Ressonância	1,8	Controle Fraco
415.5	Anti-ressonância	Descida da curva	0	Neutro
485.5	Ressonância	Ressonância	-5	Amplificou
500	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-7	Amplificou
559	Ressonância	Ressonância	-6	Amplificou
592.5	Anti-ressonância	Descida da curva	11,2	Controle Bom
642.5	Ressonância	Subida da curva	0	Neutro
685	Anti-ressonância	Anti-ressonância	4,5	Controle Instável
721.5	Ressonância	Ressonância	0	Neutro
775.5	Anti-ressonância	Anti-ressonância	2,5	Controle Fraco
800	Ressonância	Subida da curva	0	Neutro
OBS: ARX Caminho primário = 72.75% e Caminho Secundário = 74.46%				

Na tabela 6.7 pode-se observar que o sistema CAR obteve 9 frequências discretas com amplificação do sinal, 6 frequências discretas neutras e 11 frequências discretas com atenuação.

Para uma melhor visualização dos resultados apresentados na tabela 6.7 o mesmo é graficamente representado como um histograma na figura 6.21:

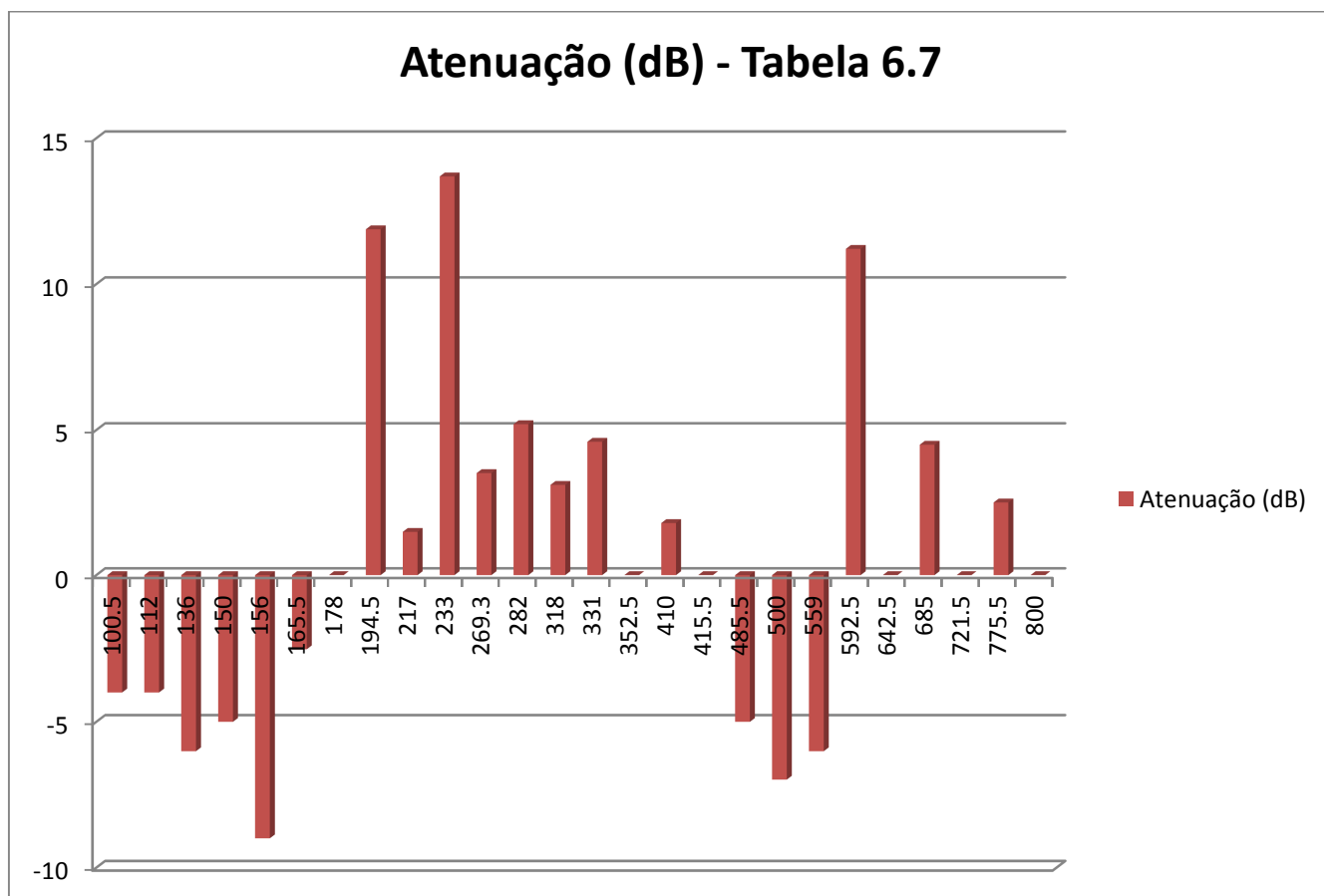


Figura 6.21: Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.7. Valores negativos indicam amplificação.

Utilizando o microfone Erro I como sensor de erro, obteve-se a seguinte configuração, conforme visto na figura 6.22 e com resultados na tabela 6.8:

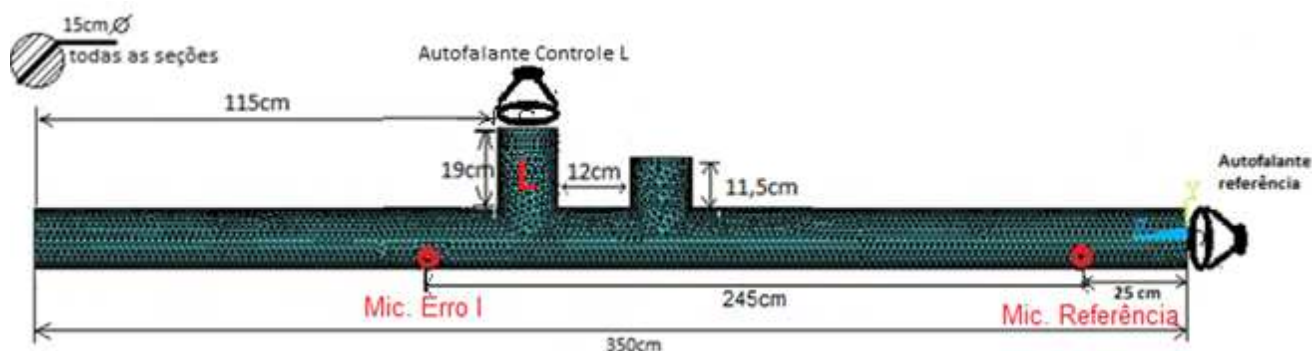


Figura 6.22: Alto-falante L como atuador de controle, microfone Erro I como sensor de erro.

Tabela 6.8: Resultados referentes à utilização do microfone Erro I no sistema CAR (alto-falante L)

Alto-falante L	Microfone de Referência	Microfone de Erro I	CAR	
Frequência (Hz)	Posicionamento na FRF	Posicionamento na FRF	Atenuação (dB)	Observações
100.5	Ressonância	Ressonância	-1,5	Amplificou
112	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-10	Amplificou
136	Ressonância	Subida da curva	-5	Amplificou
150	Ressonância	Subida da curva	-2,6	Amplificou
156	Anti-ressonância	Ressonância	-2	Amplificou Instável
165.5	Ressonância	Descida da curva	-0,5	Amplificou
178	Anti-ressonância	Anti-ressonância	0	Neutro
194.5	Ressonância	Anti-ressonância	7	Controle Instável
217	Anti-ressonância	Subida da curva	1,3	Controle Instável
233	Ressonância	Ressonância	11,3	Controle Bom
269.3	Anti-ressonância	Subida da curva	4	Controle Instável
282	Ressonância	Ressonância	1,1	Controle Instável
318	Anti-ressonância	Subida da curva	12,9	Controle bom
331	Ressonância	Ressonância	13,7	Controle Bom
352.5	Anti-ressonância	Subida da curva	-2,8	Amplificou
410	Ressonância	Subida da curva	-1	Amplificou
415.5	Anti-ressonância	Descida da curva	0	Neutro
485.5	Ressonância	Ressonância	1	Controle Instável
500	Anti-ressonância	Descida da curva	-4	Amplificou
559	Ressonância	Ressonância	0	Neutro
592.5	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-0,2	Amplificou
642.5	Ressonância	Ressonância	0,2	Controle Instável
685	Anti-ressonância	Anti-ressonância	1,8	Controle Instável
721.5	Ressonância	Ressonância	0	Neutro
775.5	Anti-ressonância	Anti-ressonância	3,2	Controle Fraco
800	Ressonância	Ressonância	-0,2	Amplificou
OBS: ARX Caminho primário = 74.23% e Caminho Secundário = 75.42%				



Na tabela 6.8 pode-se observar o sistema CAR obteve 11 frequências discretas com amplificação do sinal, 3 frequências discretas neutras e 12 frequências discretas com atenuação.

Para uma melhor visualização dos resultados apresentados na tabela 6.8 o mesmo é graficamente representado como um histograma na figura 6.23:

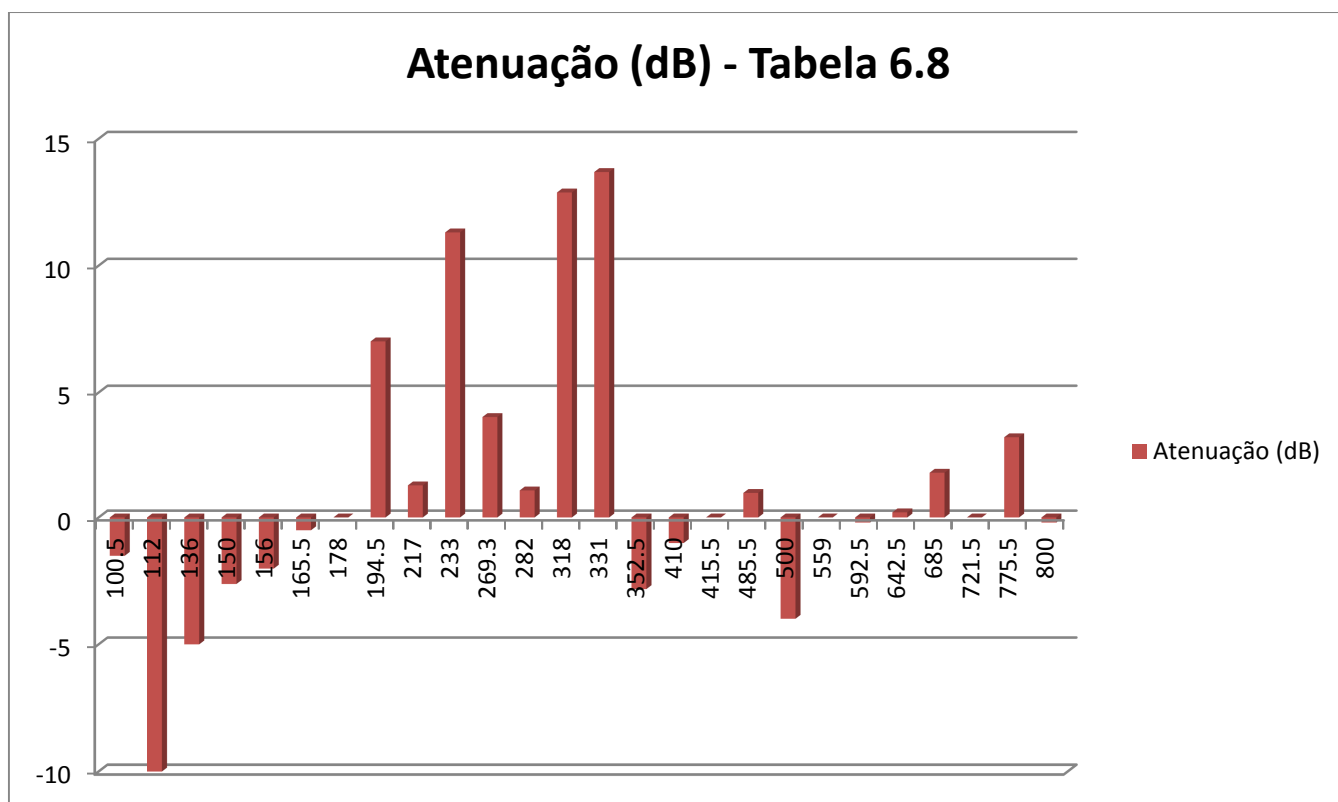


Figura 6.23: Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.8. Valores negativos indicam amplificação.

Altera-se então para o microfone Erro II como sensor de erro. Tem-se portanto a configuração conforme visto na figura 6.24 e com resultados na tabela 6.9:

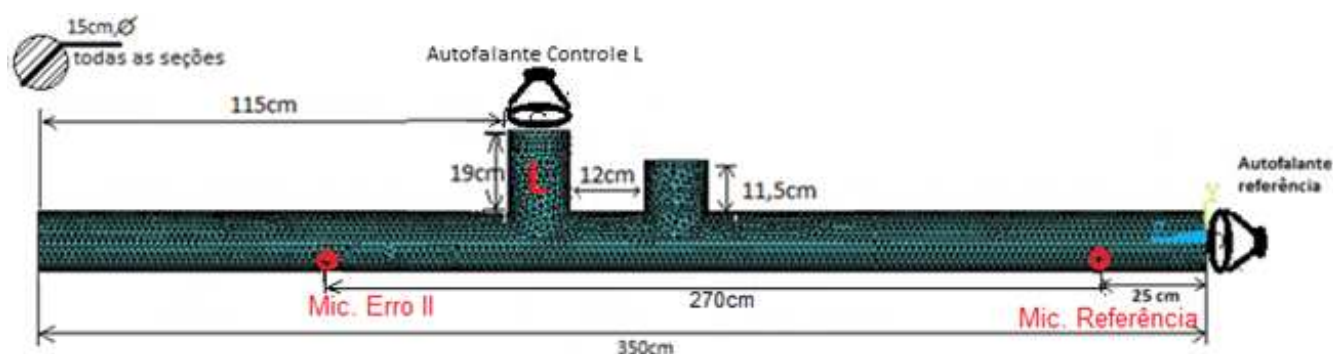


Figura 6.24: Alto-falante L como atuador de controle, microfone Erro II como sensor de erro.

Tabela 6.9: Resultados referentes à utilização do microfone Erro II no sistema CAR (alto-falante L):

Alto-falante L	Microfone de Referência	Microfone de Erro II	CAR	Observações
Frequência (Hz)	Posicionamento na FRF	Posicionamento na FRF	Atenuação (dB)	
100.5	Ressonância	Ressonância	-5	Amplificou
112	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-10,6	Amplificou
136	Ressonância	Subida da curva	-4,5	Amplificou
150	Ressonância	Subida da curva	-3,1	Amplificou
156	Anti-ressonância	Ressonância	1,2	Controle Fraco
165.5	Ressonância	Descida da curva	3	Controle Bom
178	Anti-ressonância	Anti-ressonância	2	Controle Fraco
194.5	Ressonância	Ressonância	12,6	Controle Bom
217	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-4,3	Amplificou
233	Ressonância	Ressonância	10,6	Controle Bom
269.3	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-1,4	Amplificou
282	Ressonância	Ressonância	-0,2	Amplificou
318	Anti-ressonância	Subida da curva	7	Controle Instável
331	Ressonância	Ressonância	11,6	Controle Bom
352.5	Anti-ressonância	Subida da curva	1,3	Controle Fraco
410	Ressonância	Ressonância	0	Neutro
415.5	Anti-ressonância	Descida da curva	0,5	Controle Fraco
485.5	Ressonância	Ressonância	3,5	Controle Bom
500	Anti-ressonância	Descida da curva	0	Neutro
559	Ressonância	Subida da curva	0	Neutro
592.5	Anti-ressonância	Descida da curva	-0,4	Amplificou
642.5	Ressonância	Ressonância	-1,4	Amplificou
685	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-0,5	Amplificou
721.5	Ressonância	Ressonância	0	Neutro
775.5	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-1	Amplificou
800	Ressonância	Ressonância	0	Neutro
OBS: ARX Caminho primário = 75.67% e Caminho Secundário = 77.98%				

Na tabela 6.9 pode-se observar que o sistema CAR obteve 11 frequências discretas com amplificação do sinal, 5 frequências discretas neutras e 10 frequências discretas com atenuação.

Para uma melhor visualização dos resultados apresentados na tabela 6.9 o mesmo é graficamente representado como um histograma na figura 6.25:

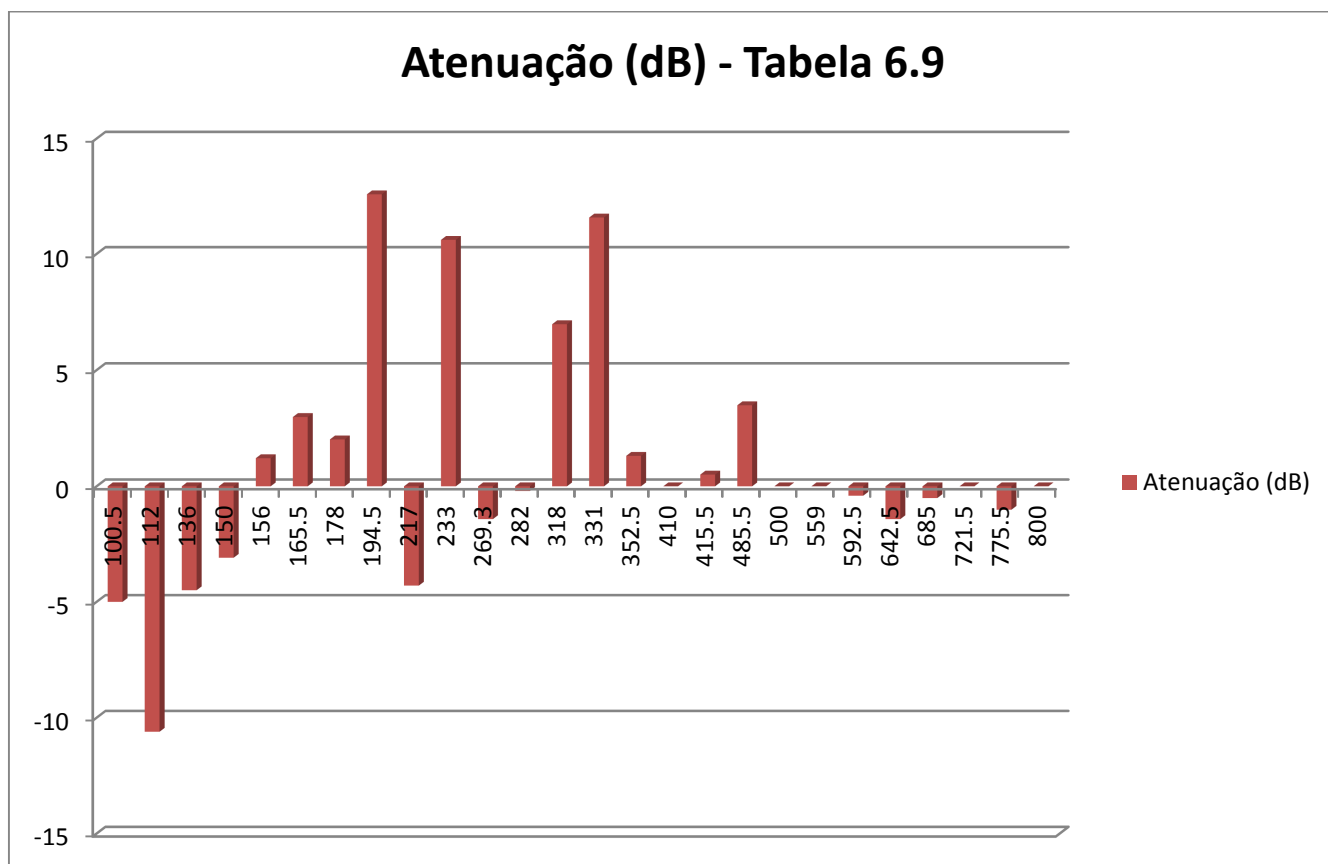


Figura 6.25: Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.9. Valores negativos indicam amplificação.

Finalmente altera-se para o microfone Saída como sensor de erro obtendo-se a configuração conforme visto na figura 6.26 e com resultados na tabela 6.10:

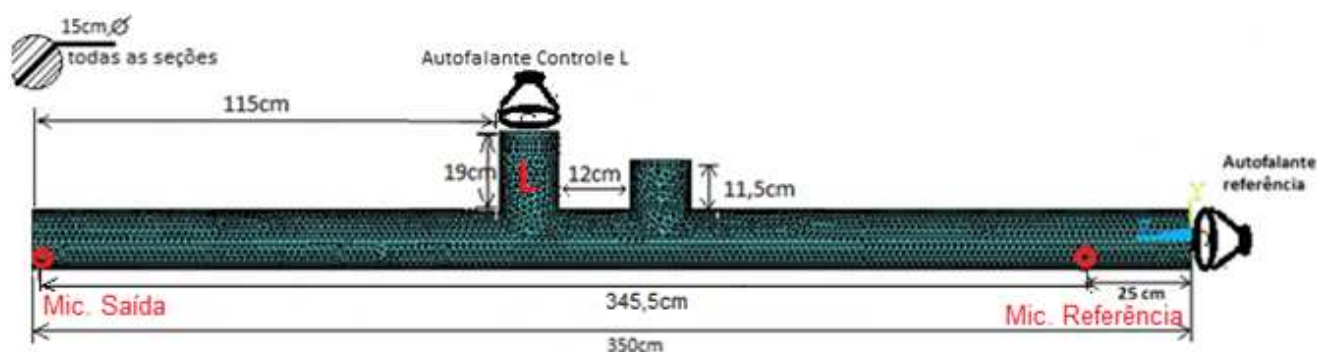


Figura 6.26: Alto-falante L como atuador de controle, microfone Saída como sensor de erro.

Tabela 6.10: Resultados referentes à utilização do microfone Saída no sistema CAR (alto-falante L):

Alto-falante L	Microfone de Referência	Microfone de Saída	CAR	Observações
Frequência (Hz)	Posicionamento na FRF	Posicionamento na FRF	Atenuação (dB)	
100.5	Ressonância	Ressonância	-2,6	Amplificou
112	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-3,4	Amplificou
136	Ressonância	Subida da curva	-8,5	Amplificou
150	Ressonância	Subida da curva	-6	Amplificou
156	Anti-ressonância	Ressonância	-4,5	Amplificou
165.5	Ressonância	Descida da curva	8	Controle Instável
178	Anti-ressonância	Subida da curva	5,5	Controle Bom
194.5	Ressonância	Ressonância	13	Controle Bom
217	Anti-ressonância	Anti-ressonância	0	Neutro
233	Ressonância	Ressonância	12,1	Controle Bom
269.3	Anti-ressonância	Subida da curva	3,8	Controle Instável
282	Ressonância	Ressonância	6	Controle Bom
318	Anti-ressonância	Subida da curva	11,5	Controle bom
331	Ressonância	Descida da curva	14,5	Controle Bom
352.5	Anti-ressonância	Subida da curva	2	Controle Fraco
410	Ressonância	Ressonância	2	Neutro
415.5	Anti-ressonância	Descida da curva	2	Controle Fraco
485.5	Ressonância	Ressonância	2	Controle Instável
500	Anti-ressonância	Anti-ressonância	-1,5	Amplificou
559	Ressonância	Ressonância	3	Controle Fraco
592.5	Anti-ressonância	Descida da curva	8,5	Controle Bom
642.5	Ressonância	Ressonância	1,2	Controle Instável
685	Anti-ressonância	Anti-ressonância	2	Controle Fraco
721.5	Ressonância	Ressonância	0	Neutro
775.5	Anti-ressonância	Anti-ressonância	2,5	Controle Fraco
800	Ressonância	Ressonância	0,8	Controle Fraco
OBS: ARX Caminho primário = 75.67% e Caminho Secundário = 77.98%				

Na tabela 6.10 pode-se observar que o sistema CAR obteve 6 frequências discretas com amplificação do sinal, 2 frequências discretas neutras e 18 frequências discretas com atenuação.

Para uma melhor visualização dos resultados apresentados na tabela 6.10 o mesmo é graficamente representado como um histograma na figura 6.27:

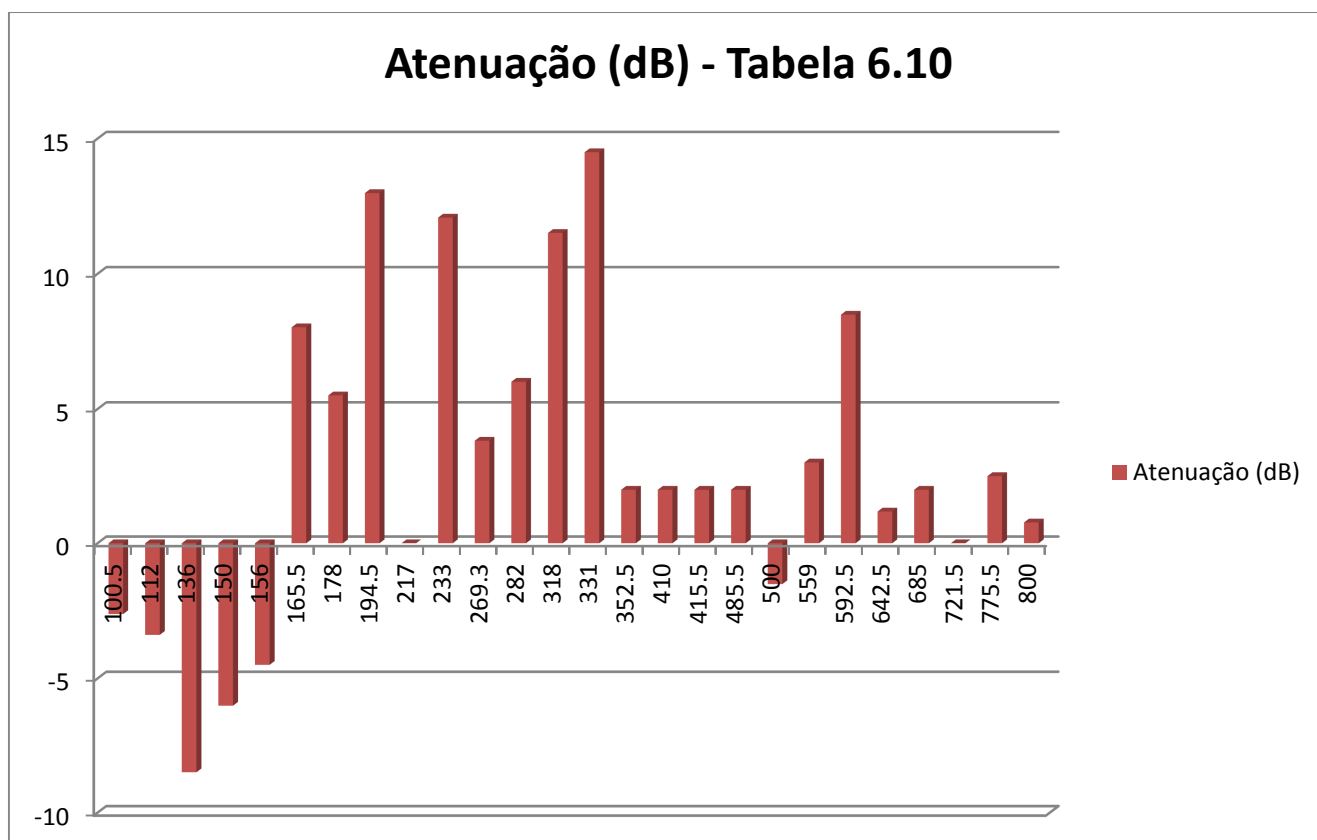


Figura 6.27: Apresentação das atenuações (dB) em formato de histograma a partir das frequências apresentadas segundo resultados obtidos na tabela 6.10. Valores negativos indicam amplificação.

Para os experimentos realizados utilizando o alto-falante L como controle, o sensor de erro que apresenta os melhores resultados foi o microfone de Saída de acordo com a tabela 6.10 atenuando 18 frequências discretas.

Neste contexto, observar-se que as funções de resposta em frequência possuem uma relação direta com o bom funcionamento do sistema de controle ativo de ruído. Os melhores resultados ocorrem quando a frequência discreta está na região de ressonância para ambos os microfones, tanto na referência como no erro. Observa-se ainda que em alguns casos, houve a amplificação do sinal. Isto ocorreu normalmente

quando a frequência encontrava-se nas regiões de anti-ressonância. obteve-se também alguns raros casos onde pode-se observar um resultado ruim em região de ressonância para ambos os microfones (referência e erro).

Ao considerar uma visão global dos resultados, pode-se perceber que o funcionamento do sistema CAR está diretamente ligado no posicionamento dos microfones receptores e também diretamente correlacionado com as curvas de função resposta em frequência.

## Capítulo VII

Neste capítulo serão apresentadas as conclusões e as propostas para futuros trabalhos.

### Conclusões e Futuros Desdobramentos

A partir das Funções Resposta em Frequência obtidos no capítulo V foi possível analisar o comportamento da onda acústica dentro do duto. Com base na FRF do microfone de referência foram verificadas as frequências discretas que seriam estudadas e a seguir, comparadas com as FRFs dos microfones de erro (Controle L, Controle R, Erro, Erro I e Saída.). Com os resultados apresentados no capítulo VI é possível concluir que os melhores sistemas de Controle Ativo de Ruído apresentado foram os conjuntos:

Alto-falante L como controle e o microfone de Saída como sensor de erro  
Alto-falante R como controle e o microfone de Erro II como sensor.

Conclui-se que o posicionamento do sensor receptor (microfones) e do atuador (alto-falantes) estão diretamente ligados ao comportamento do sistema CAR. Pode-se concluir também que as Funções Resposta em Frequência são bons indicadores do comportamento do sistema CAR. Assim, conclui-se também que as FRFs podem prever um melhor posicionamento do microfone de erro a partir da comparação de sua FRF comparada a FRF do microfone de referência.

O comportamento do sistema de CAR pôde ser previsto utilizando um software de elementos finitos como o Ansys®, ou mesmo experimentalmente como foi realizado nesta dissertação.

Como apresentado no capítulo VI as frequências situadas nas regiões de ressonância obtiveram melhores resultados, comparando-as com as frequências nas regiões de anti-ressonância.

Com relação ao software Ansys® ainda há muito o que explorar do mesmo por parte do autor. No entanto acredita-se que estudos que se baseiam em modelos 3D possuem um melhor resultado conforme apresentado no capítulo V.

As FRFs do comportamento estrutural demonstraram uma boa correlação com as FRFs de campo acústico obtidas pela simulação no Ansys®. Sendo assim uma boa alternativa para obtenção das funções resposta em frequência no caso de dutos em campo.

Esta dissertação pôde demonstrar experimentalmente o “porque” do mau funcionamento do sistema CAR quando se expande a banda de frequências para o sistema de controle. A resposta é devido algumas frequências situarem nas regiões de anti-ressonância. Pode-se então a partir das FRFs prever o funcionamento e a qualidade do sistema CAR e a partir dessa indicação, é possível trabalhar no posicionamento dos sensores receptores e sensores atuadores conforme sua funções resposta em frequência, melhorando a atenuação. Assim pode-se maximizar a atenuação em uma faixa de maior abrangência comparado com o controle tonal, ou de banda estreita, obtida nos trabalhos anteriores.

### **Trabalhos Futuros**

O sistema de Controle Ativo de Ruído apresentou ser um estudo complexo, sendo possível ser adaptado a inúmeros trabalhos, em diferentes áreas. Porém, em conformidade com o objetivo do trabalho, não foi explorado outros métodos ou estratégias de CAR. Foi utilizado somente o sistema CAR Feedforward com realimentação. Como sugestão, pode-se investigar o comportamento do sistema de controle, com base na previsão das FRF's, utilizando sistemas feedback, híbrido (feedforward+feedback) ou sistema de multicanal. Outra sugestão é utilizar microfonia virtual na qual o sistema faz de emulações do posicionamento dos sensores receptores evitando problemas como o demonstrado nesta dissertação. Utilização de pastilhas piezelétricas como sensores e atuadores. E futuramente trabalhar em dutos a previsão do comportamento de frequências que gerem modos de alta ordem.

Avaliar a possibilidade de utilizar sistemas de otimização como, o algoritmo genético, evolução diferencial ou redes neurais. Estas ferramentas ajudariam a na otimização do posicionamento dos sensores receptores, baseando-se nos resultados das FRFs, automatizando o procedimento.

Promover o ajuste dos modelos, seja na estrutura modal ou experimental. Avaliar também outras técnicas de modelagem a partir de dados experimentais (ARX, ERA, etc).

Estudar mais profundamente os efeitos da realimentação no sistema CAR, como no caso desta dissertação onde temos um duto com sensor atuador (controle) à 90°. Avaliar a mudança do ângulo assim alterando a directividade da onda sonora defasada a 180° no sistema CAR.



Elevando o estudo a um nível mais elaborado, comenta-se sobre a possibilidade do sistema de microfonia virtual que demonstra ser uma solução para a questão do reposicionamento dos sensores receptores em tempo real, possibilitando eliminar, conforme o caso, a utilização de sensores receptores físicos. Outra possibilidade de estudos citada e agora especificada é a utilização de sistemas piezelétricos como atuadores eliminando os alto-falantes como controladores.

Avaliar a possibilidade de trabalhar com sistema CAR em ambiente aberto, considerando os estudos de microfonia virtual, aurelização, modelagem de onda acústica de alta ordem, entre outros, pois estes estudos agregam valor imensurável para a realização do mesmo.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Bai, M. R. and Chen, H., "Active cancellation of noise in a car cabin using the zero spillover controller", *Journal of Sound and Vibration*, 235, (5), 787-800, 2000.
- [2] Bai, M. R. and LIN, Z., "Active noise cancellation for a three-dimensional enclosure by using multiple-channel adaptive control and H control", *ASME, Journal of Vibration Acoustics* 120, 958-964, 1998.
- [3] Bies, D. A.; HANSEN, C. H., 2003. *Engineering Noise Control: Theory and practice*. 3.ed.. London and New York, 719p.
- [4] Burgess, J. C., "Active Adaptive Sound Control in a Duct: A Computer Simulation", *Journal of the Acoustical Society of America*, 70, (3), pp. 715–726, September 1981.
- [5] Cajueiro, E. B. A. Inferindo Posição e Carga de Haste Polida de Bombeio Mecânico a partir de Corrente de Saída de Inversor de Frequência. 154 f. il. 2012. Dissertação (Mestrado). Escola Politécnica, Universidade Federal da Bahia, Salvador.
- [6] Castañé-Selga, R. e Peña, R.S.S. "Active Noise Hybrid Time-Varying Control for Motorcycle Helmets " *IEEE Transactions on control systems technology*. Vol.18Nº3 May 2010.
- [7] Cantrel, RW, 1974 . Prolonged Exposure to Intermittent Noise: Audiometric, Biomechanical, Motor, Psychological and Sleep Effects. *The Laryngoscope*, supl. 1, 84(10/2): 1-55.
- [8] Cárdenas, N.I.J, 2005 "O Controle Ativo de Ruído em Dutos: Um estudo teórico – experimental",129f.:il. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG Outubro de 2005.
- [9] Clarkson P. M., "Optimal and Adaptive Signal Processing. Boca Raton," FL: CRC Press, 1993.
- [10] Chaplin, G. B. B., Smith, R. A. and Bramer, T. P. C., "Methods and apparatus for reducing repetitive noise entering the ear", US Patent No. 4654871, 1987.
- [11] Conover, W. B., "Noise reducing system for transformers", US Patent No. 2776020, 1957.
- [12] Delfino, L.C., 2005, "Controle Ativo de Ruído Utilizando Processadores Digitais de Sinais", 159f.:il Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia-MG Outubro de 2005
- [13] Eriksson L.J., "Development of the Filtred-U Algorithm for Active Noise Control," *J. Acoust. Soc.Am.* 89(1), January 1991.

- [14] Eriksson, L. J., Allie, M. C. and Greiner, R. A., "The Selection and Application of an IIR Adaptive Filter for Use in Active Sound Attenuation", IEEE Trans. on ASSP, Vol. ASSP-35, No. 4, pp. 433–437, April 1987.
- [15] Gerges, Samir N. Y. Ruído: Fundamentos e Controle, Santa Catarina: Editora NR, 2000.
- [16] Goodwin G. C. and Sin K. S., "Adaptive Filtering Prediction and Control," Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1984.
- [17] Handley, J. M., 1995. Controle de Ruído Industrial. Revista Acústica e Vibrações. 15.ed.
- [18] Jessel, M. and Magiante, G. A., "Active sound absorbers en an air duct". Journal of Sound and Vibration, 23, (3), 383-90, 1972.
- [19] Kido, K., Reduction of noise by use of additional sound sources". Proceeding of Inter-noise 75: International Conference on Noise Control Engineering, Sendai, Japan, pp. 647-50, 1975.
- [20] Kuo, S. M. and Morgan, D.R., "Active Noise Control: A Tutorial Review", in Proceedings of. IEEE, Vol. 87, No. 6, pp. 943–973, June 1999.
- [21] Kuo S., Panahai I., Chung K., Horner T., Nadeski M., Chyan J., "Design of Active Noise Control Systems With the TMS320 Family", Texas Instruments (SPRA042), 1996.
- [22] Lueg, P., "Process of silencing sound oscillations", US Patent No. 2043416, 1936.
- [23] Narasimhan S.V., Veena S., Hari Rao S., Rasquinha S.W., "Active Noise Control: ITS Implementation & Performance\*", DSP system lab, Aerospace Electronics and System Divisions, National Aerospace Laboratories, Bangalore – 560 017.
- [24] Nelson, P. A. and Elliott, S. J., "Active Control of Sound", San Diego, CA: Academic, 1992.
- [25] NISHIDA, P. P. R. **Estruturas inteligentes aplicadas ao controle ativo de ruído de alta ordem em dutos**. 2012. 110 f. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia.
- [25] Nunes, M. A. A. "Utilização de Síntese Modal de Componentes e Particionamento Axial de Dutos para Controle dos Modos Acústicos de Alta Ordem. 2009. 222f. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia.
- [26] Oliveira, E.L, 2012 "Controle Ativo de Ruído Aplicado a Dutos com Propagação de Modos Acústicos de Alta Ordem via Particionamento Axial.",130.:il. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG 2012.
- [27] Osório, P.L., e Nóbrega, M.V. , "Controle Ativo de Ruído de Banda Larga em Dutos", SBA Controle E Automação / Vol.6 nº2, Maio-Junho 1995.

- [28] Olson, H. F. and May, E. G., "Electronic sound absorbers", Journal of the Acoustical Society of America, 25, (6), 1130-6, 1953.
- [28] Popovich S. R., Melton D. E. and Allie M. C., "New adaptive multi-channel control systems for sound and vibration," in Proc. Inter-noise, pp. 405–408, 1992.
- [29] Potta, H. R. and Kelkar, A. G., "Modeling and Control of Acoustic Ducts", Journal of Vibration and Acoustics, ASME, vol. 122, 1-9, October 2000.
- [30] Rai, R. et al, 1981. Biochemical effects of Chronic Exposure to Noise in Man. International Archives Occupational Environment and Health. 48:331-337.
- [31] Riyanto B., "Real-time DSP Implementation of Active Noise Control for Broadband Noise Using Adaptive LMS Filter Algorithm", Proceedings of the international conference on Electrical Engineering and informatics institute teknologi Bandung, Indonesia June 17-9,2007. ISBN 978-979-16338-0-2
- [32] Simshauser, E. D. and Hawley, M. E., "The noise canceling headset – an active ear defender", Journal of the Acoustical Society of America, 27, (1), 207, 1955.
- [33] Tekavcic, M., "Active Noise Control", Seminar Oddelek za fiziko, Univerza v Ljubljani Fakulteta za Matematiko in fiziko, November 2011.
- [34] Teseo B., Concilio A., Ameduri S., Gianvito A. "Experimental Characterization of Hybrid Noise Control System Acting in Acoustic Duct", Journal of Theoretical and Applied Mechanics, pp 313-326, Warsaw 2011.
- [35] Tokhi, M. O. and Leitch, R. R., "Active Noise Control", Oxford University Press, New York, 1992.
- [36] Vacheron, A., 1993. Les Effecs Cardio-Vasculaires du Bruit. Echo-Bruit, 59: 23-24.
- [37] Widrow, B. and Stearns, S. D., "Adaptive Signal Processing", Englewood Cliffs, NJ: PrenticeHall,1985.
- [38] Widrow, B., Glover, J. R., McCool, J. M., Kaunitz, J., Williams, C. S., Hern, R. H., Zeidler, J. R., Dong, E. and Goodlin, R. C., "Adaptive Noise Canceling: Principles and Applications", Proc. of IEEE, Vol. 63, No. 12, pp. 1692–1716, December 1975.
- [39] Yuan, J., "A hybrid active noise controller for finite ducts", Applied Acoustics 65, 45-57, 2004.

# Anexo A

## A. Conceitos Básicos em Análise de Sinais

### A.1 Sinais Determinísticos

Análise de Sinais pode ser classificada em dois tipos, sinais Determinísticos e “não Determinísticos” ou simplesmente chamado de Sinais Aleatórios. Os sinais Determinísticos são sinais que podem ser representados por uma função matemática explícita podem ser classificados conforme Figura A.1.

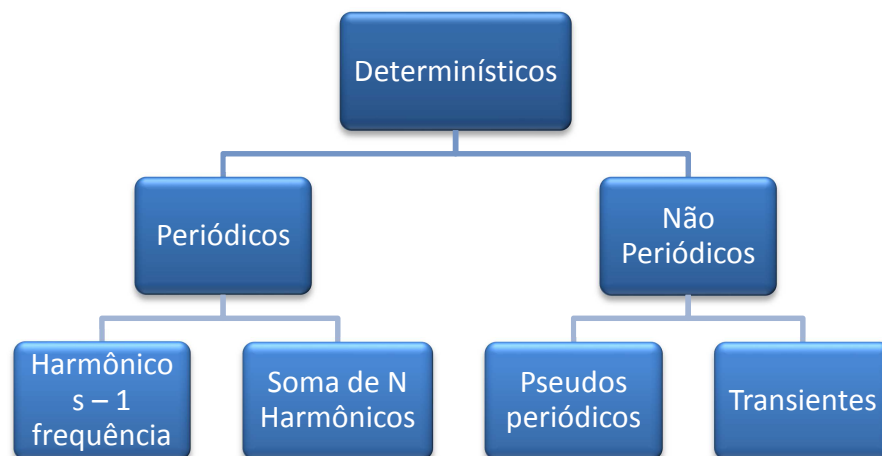


Figura A.1: Classificação de sinais Determinísticos

### A.2 Sinais Periódicos

Nos sinais periódicos de 1 (Uma) frequência pode ser descrito matematicamente pela equação (A.1) :

$$x(t) = X \sin(2\pi f_0 t + \theta) \quad (\text{A.1})$$

Onde,

$X$  = Amplitude

$f_0$  = Frequência de oscilação [Hz]

$\theta$  = fase para  $t=0$

$X(t)$  = valor instantâneo para o tempo  $t$

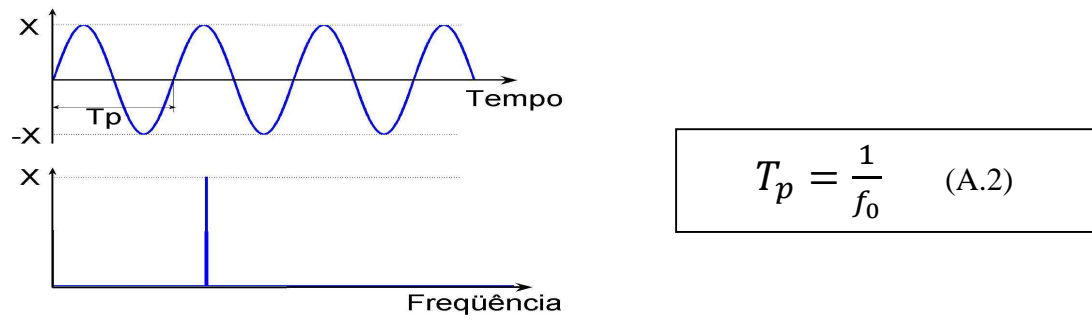


Figura A.2: Sinal ilustrando a Fase conforme equação (A.2)

- Os sinais periódicos de “n” frequências podem ser descritos matematicamente de acordo com as equações (A.3) e (A.3.1) da seguinte forma:

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(2\pi n f_1 t) + b_n \sin(2\pi n f_1 t)) \quad (A.3)$$

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (X_n \cos(2\pi n f_1 t)) \quad (A.3.1)$$

Onde ,

$f_1 \rightarrow$  Divisor comum das frequências

$$f_1 = \frac{1}{T_p}$$

$$X_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$\theta_n = \tan^{-1}\left(\frac{b_n}{a_n}\right)$$

A figura A.3 abaixo representa as amplitudes em n frequências:

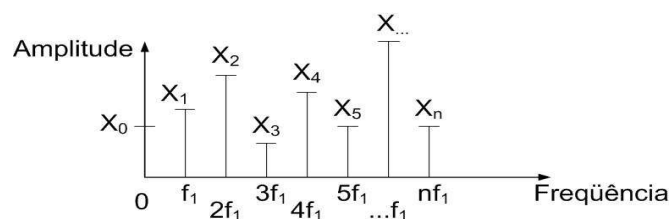


Figura A.3: Amplitude do sinal em n frequências

### A.3 Sinais Não Periódicos

- O Sinal periódico é demonstrado matematicamente conforme equação (A.4):

$$x(t) = X_1 \sin(2t + \theta_1) + X_1 \sin(4t + \theta_1) + X_1 \sin(50t + \theta_1) \quad (\text{A.4})$$

- O Sinal Pseudo-Periódico é demonstrado matematicamente conforme apresentado na equação (A.5):

$$x(t) = X_1 \sin(2t + \theta_1) + X_1 \sin(4t + \theta_1) + X_1 \sin(\sqrt{50}t + \theta_1) \quad (\text{A.5})$$

Onde  $\sqrt{50}t$  é um número irracional.

### A.4 Sinais Transientes

Os sinais Transientes são aqueles aos quais possuem a característica de um “surto” ou pico, logo em seguida o sinal volta ao estado de “normal”. Como podem ser vistos alguns exemplos na figura 4. Podem ser descritos matematicamente pelas formas apresentadas em (A.6), (A.6.1) e (A.6.2) :

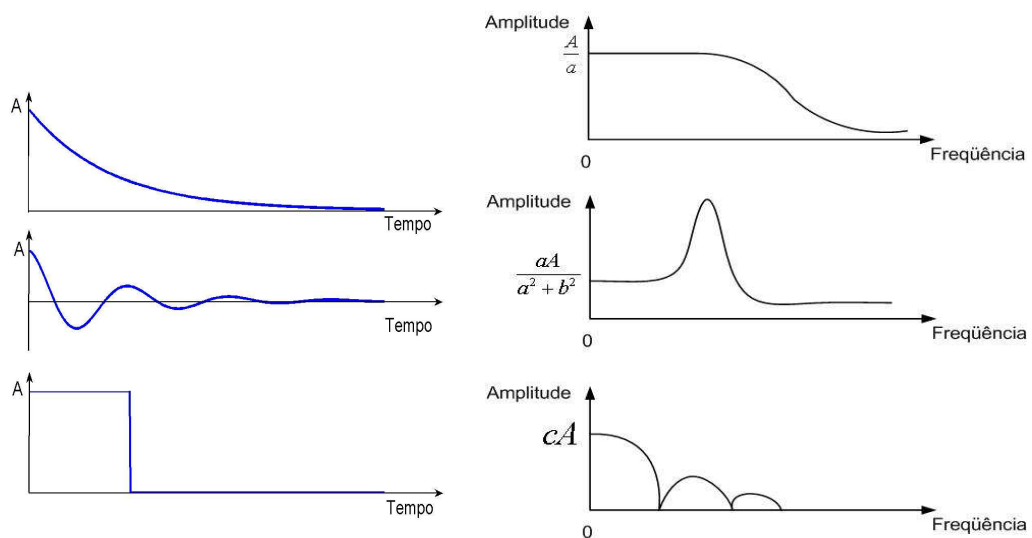


Figura A.4: Tipos de Sinais transientes.

$$x(t) = \begin{cases} Ae^{-at} & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

$$x(t) = \begin{cases} Ae^{-at} * \cos bt & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (\text{A.6.1})$$

$$x(t) = \begin{cases} A & c \geq t \geq 0 \\ 0 & c < t < 0 \end{cases} \quad (\text{A.6.2})$$

## A.5 Aleatórios

Os sinais Aleatórios são sinais que somente podem ser descritos por relações estatísticas e nunca por uma função explícita.



Figura A.5: Classificação dos sinais Aleatórios

Quando se fala de sinais aleatórios (nesse caso, a resposta do sistema), não é possível se concentrar nos detalhes do sinal. Esse tipo de informação é muito difícil de ser obtida, e conseguem-se resultados satisfatórios utilizando os dados obtidos estatisticamente, ou seja utilizando um conjunto de amostras, como ilustrado na figura A.6.



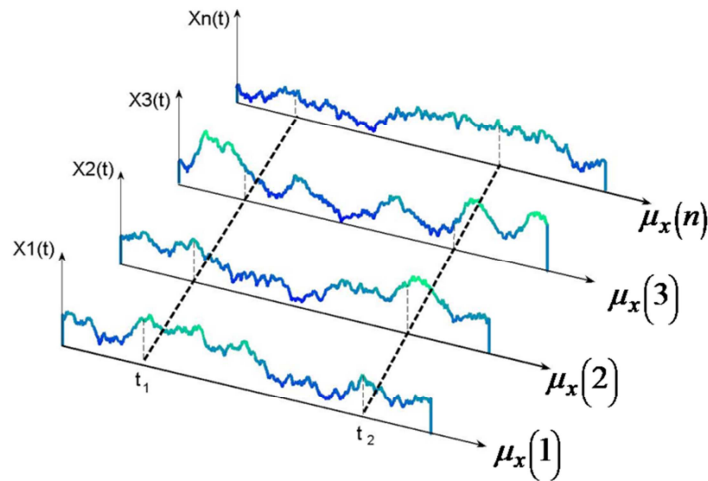


Figura A.6: Conjunto de amostras de sinais aleatórios

## A.6 Estacionário não ergódico

Uma das principais informações a se considerar em um sinal aleatório é o fato do mesmo ser ou não um sinal estacionário. Um sinal é considerado estacionário de se suas propriedades estatísticas não se alteram com o decorrer do tempo. Para um sinal aleatório não ergódico, podemos definir sua média como apresentado na equação (A.7) e (A.7.1):

$$\mu_x(t_1) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x_k(t_1) \quad (\text{A.7})$$

$$R_{xx}(t_1, t_2) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x_k(t_1) \quad (\text{A.7.1})$$

Quando se trata de sinais aleatórios, esse valor é também chamado de variância, e fornece uma medida da magnitude das flutuações no sinal  $x(t)$ .

Outro valor relacionado, chamado de média quadrática, é a raiz quadrada da variância conforme equação (A.8):

$$x_{rms} = \sqrt{x^2} \quad (\text{A.8})$$

## A.7 Sinais Ergódigos

Um processo aleatório é dito *ergódico* se a média no tempo é equivalente á média nas realizações. Em termos qualitativos isto significa que as amostras temporais de uma única realização do processo contém toda a variação estatística do processo. Portanto, nenhuma informação adicional será obtida observando-se diversas realizações do processo além daquela já obtida observando-se uma única realização ao longo do tempo. As médias são calculadas conforme as equações (A.9) e (A.9.1) :

$$\mu_x(k) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x_k(t) dt \quad (\text{A.9})$$

$$R_{xx}(\tau, k) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x_k(t) x_k(t + \tau) dt \quad (\text{A.9.1})$$

## A.8 Propriedades descritivas básicas

A propriedade estatística básica da importância em descrever um sinal aleatório estacionário único são da seguinte forma com Média e Média Quadrática, Funções densidade probabilidade, Funções Auto-correlação e Função auto densidade espectral. Conforme descritos abaixo:

1. Média e média quadrática
2. Funções densidade probabilidade
3. Funções auto-correlação
4. Funções auto densidade espectral

1. O valor da média  $\mu_x$  e a sua variância  $\sigma_x^2$  para um sinal estacionário representa a tendência central e dispersão, respectivamente. A média quadrática  $\psi_x^2$  que é igual a variância mais a média elevada ao quadrado, constituem a medida da combinação tendência e dispersão. A o valor da média é estimado pelo simples cálculo da média dos dados que estão no registro. A média quadrática é estimada similarmente mas com os dados são elevados ao

quadrado e depois calculado a média. O cálculo é realizado da seguinte forma:- Primeiramente subtraindo o valor da média estimada de todos os dados do sinal, o cálculo do valor médio quadrático produz uma estimativa da variância. Segue em seguida gráficos de médias aleatórias conforme figura 6.

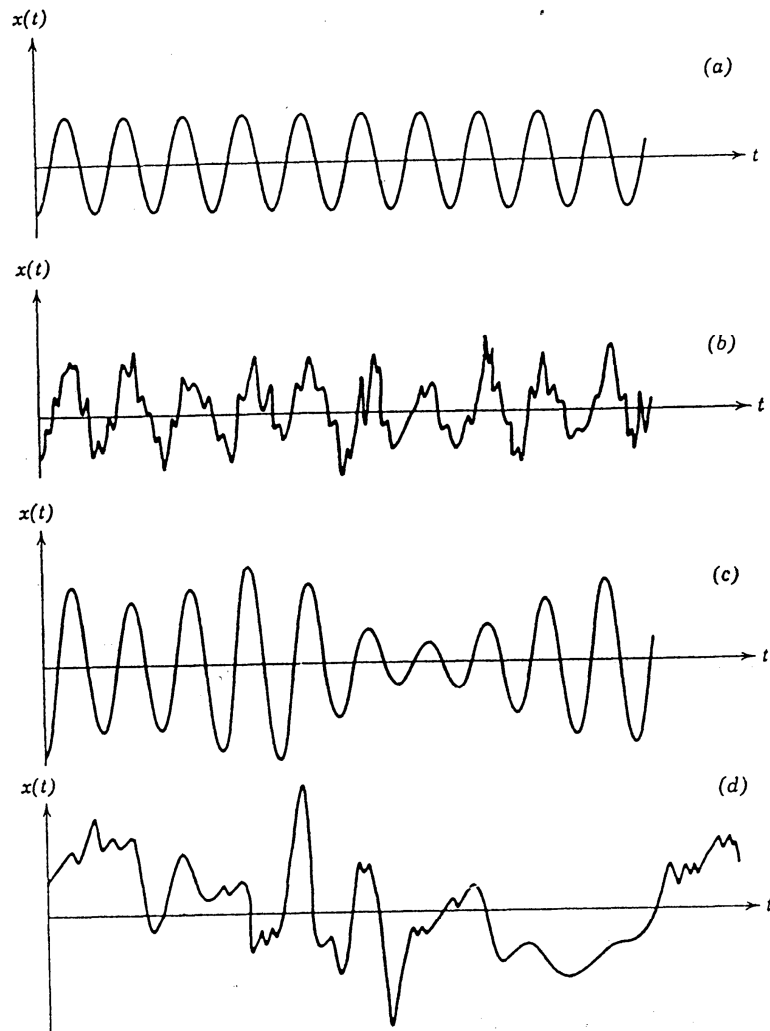


Figura A.7: Sinal harmônico(a); Sinal harmônico + Ruído Branco(b); Sinal harmônico + Ruído de banda estreita(c); Ruído Branco(d)

2. A função densidade probabilidade representa a taxa de variação da probabilidade com valor dos dados. A função  $\rho(x)$  é geralmente estimada pelo cálculo da probabilidade de que o valor instantâneo do único registro será em uma faixa de amplitude estreita específica. O valor total área sob a função densidade de probabilidade sobre todos os valores de dados deve estar entre  $-\infty$  e  $+\infty$ . A área parcial sob a função densidade de probabilidade de  $-\infty$  para qualquer valor dado de  $x$  representa a função de distribuição probabilidade, denotada por  $\rho(x)$ . A área abaixo da função densidade probabilidade entre

dois valores  $x_1$  e  $x_2$ , é dado por  $p(x_2) - p(x_1)$ , define a probabilidade de que quaisquer valores de dados em um momento futuro selecionados aleatoriamente vai cair nesse intervalo de amplitude.

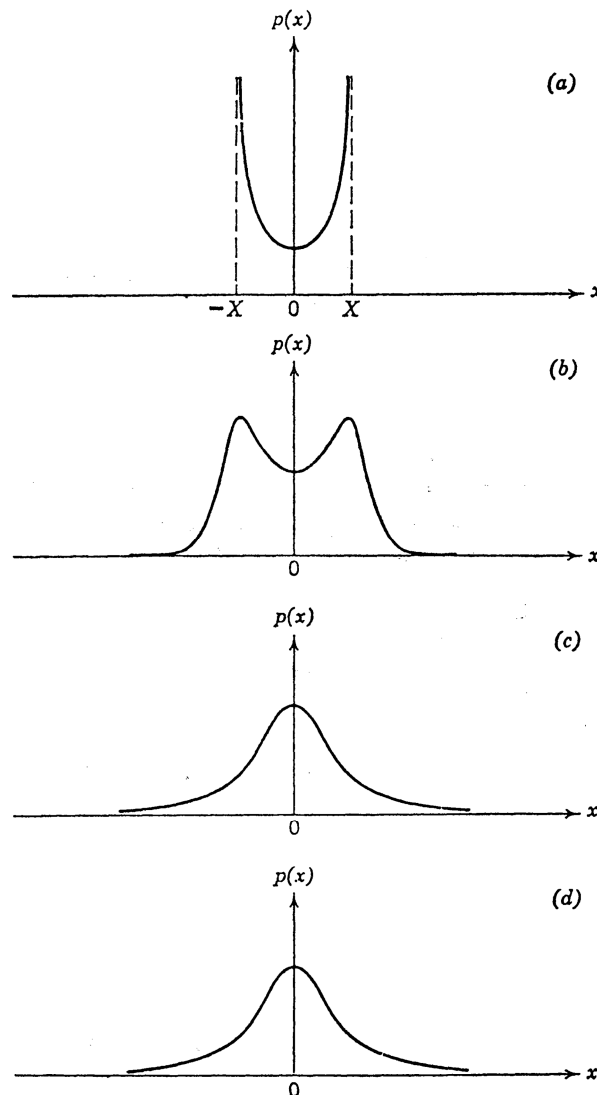


Figura A.8: Gráficos plotados de Funções densidade probabilidade. Sinal harmônico(a), Sinal harmônico + ruído de banda estreita(b), Sinal Harmônico + Ruído branco(c), Ruído branco(d).

3. A função de Autocorrelação  $R_{xx}(\tau)$  para um registro estacionário é uma medida de propriedades de tempo relacionadas nos dados que são separados por intervalos de tempo fixo. Pode ser estimado, atrasando o registro em relação a si por algum atraso de tempo fixo  $\tau$ , em seguida, multiplica-se o registro original com o registro de atraso, e tirando a média do produto resultante sobre o todo o registro disponível ou sobre alguma parcela desejada deste registro. O procedimento é repetido para todos os atrasos de interesse.

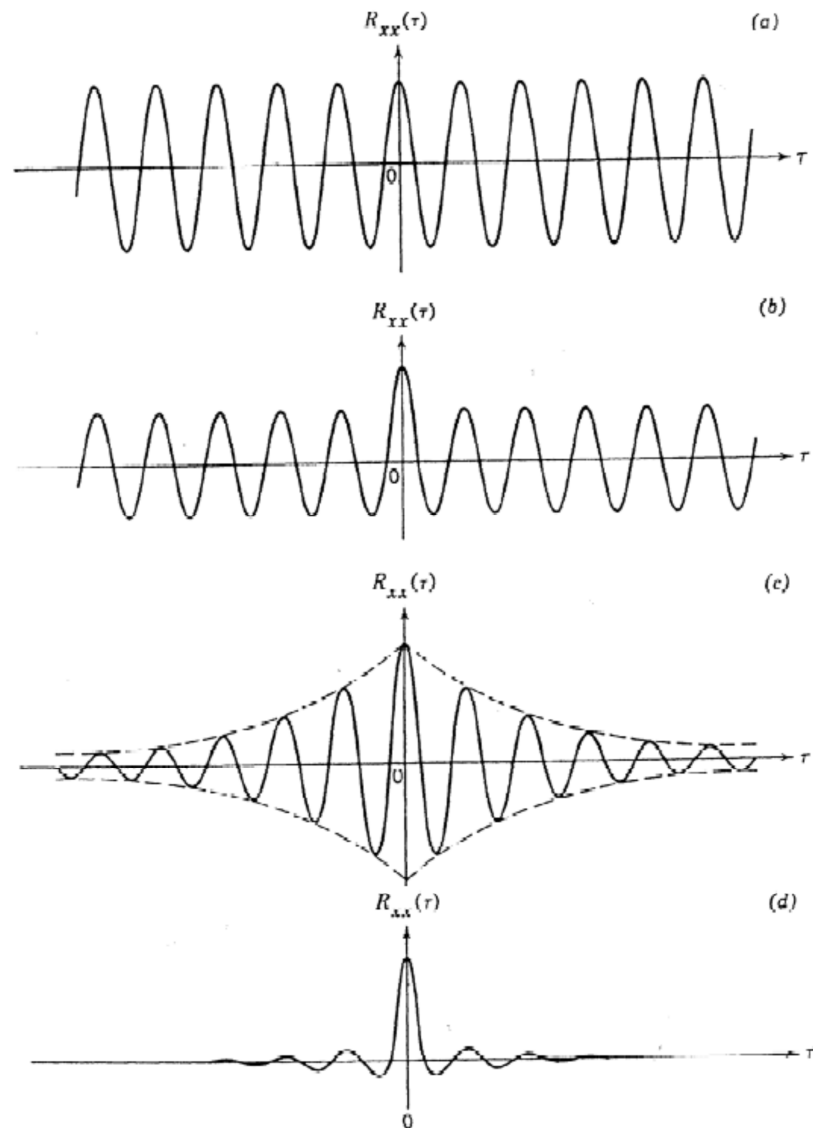


Figura A.9: Gráficos plotados em função Autocorrelação. Sinal Harmônico (a), Sinal Harmônico + Ruído de Banda estreita, Sinal Harmônico + Ruído Branco (c), Ruído Branco (d).

4. A função densidade Auto espectral  $G_{xx}(f)$  para um registro estacionário representa a taxa de variação do valor da média quadrática com a frequência. A função auto espectral estima-se calculando o valor da média quadrática com em uma faixa de banda estreita em várias frequências centrais, e depois dividindo pela banda de frequência. A área total sob a função densidade autoespectral em todas as frequências será o valor total da média quadrática do registro. A área parcial sob a função densidade autoespectral de  $f_1$  para  $f_2$  representa o valor médio quadrático do registro associado com aquela faixa de frequência.

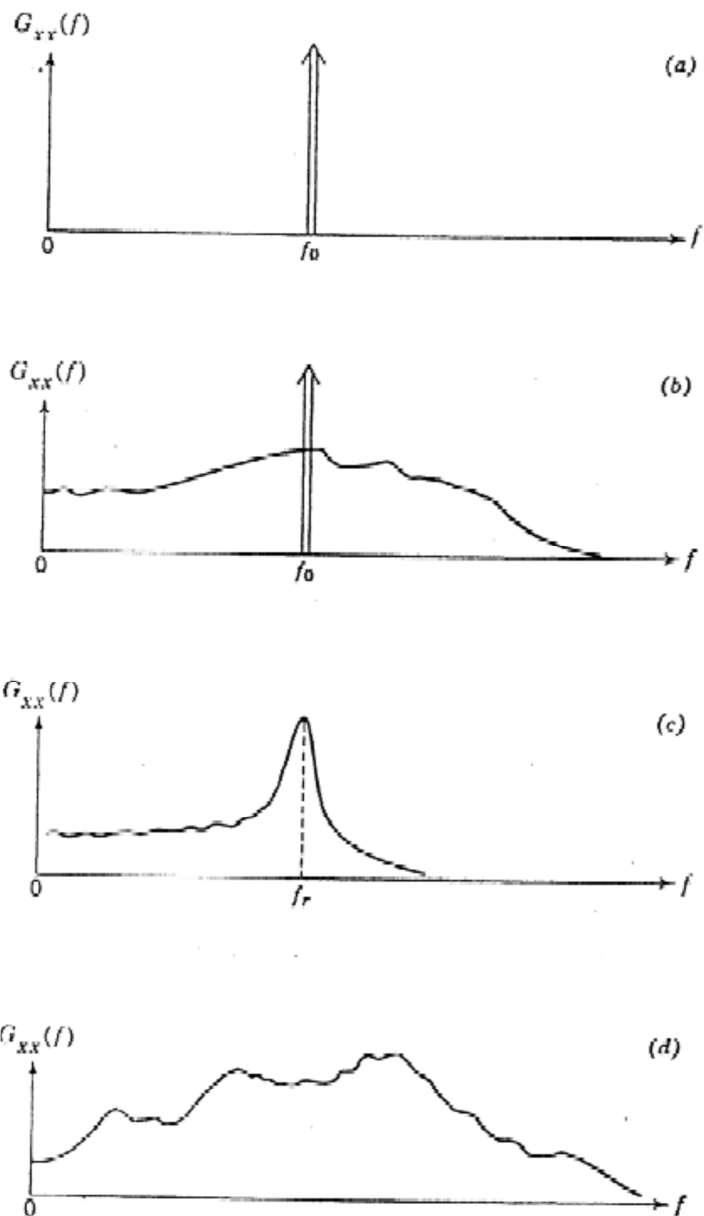


Figura A.10: Gráficos plotados de funções densidade auto espectral . Sinal Harmônico (a), Sinal Harmônico + Ruído Branco (b), Sinal Harmônico + Ruído de Banda estreita (c), Ruído Branco (d).

## A.9 Sistemas Físicos Lineares

### A.9.1 Característica Dinâmica Básica

As características dinâmicas do sistema de parâmetro constante linear pode ser descrita por uma função de ponderação  $h(\tau)$ , conhecida também por função resposta ao impulso, que é definido como a saída (output) do sistema, em qualquer momento a uma entrada (input) de impulso unitário aplicado um tempo  $\tau$  antes. A utilidade da função de ponderação como uma descrição do sistema deve-se ao fato que se segue. Para qualquer entrada arbitrária  $x(t)$ , o sistema de saída  $y(t)$  é dada pela integral de convolução.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau \quad (\text{A.10})$$

Isto é, o valor da saída  $y(t)$  é dada como uma soma ponderada (infinita) linear ao longo de toda a história da entrada  $x(t)$ .

Para que um sistema de parâmetro linear constante seja fisicamente realizável (causal), é necessário que o sistema responda apenas a entradas anteriores. Isto implica que,

$$h(\tau) = 0 \quad \text{para } \tau < 0 \quad (\text{A.11})$$

Por conseguinte, para os sistemas físicos, o limite inferior de integração eficaz na equação (A.10) é igual a zero, em vez de  $-\infty$ .

Um sistema de parâmetro constante linear é considerado estável se todas as funções delimitadas de entrada possíveis produz uma função de saída delimitada. Da equação (A.10),

$$|y(t)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau \right| \leq \int_{-\infty}^{\infty} |h(\tau)||x(t - \tau)|d\tau \quad (\text{A.12})$$

Quando a entrada  $x(t)$  é delimitada, existe alguma constante finita  $A$  tal que,

$$|x(t)| \leq A \text{ para todos valores de } t \quad (\text{A.13})$$

Segue-se da equação (A.12) que,

$$|y(t)| \leq A \int_{-\infty}^{\infty} |h(\tau)| d\tau \quad (\text{A.14})$$

Portanto, se o parâmetro da constante de ponderação linear de função  $h(t)$  é absolutamente integrável, então,

$$\int_{-\infty}^{\infty} |h(\tau)| d\tau < \infty \quad (\text{A.15})$$

Então a saída será delimitada e o sistema será estável.

### A.9.2 Função Resposta Frequência (FRF)

Se um sistema de parâmetro constante linear é fisicamente realizável e estável, então as características dinâmicas do sistema podem ser descritas por uma Função de Resposta Frequência  $H(f)$ , que é definida como a transformada de Fourier de  $h(\tau)$ . Isto é,

$$H(f) = \int_0^{\infty} h(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (\text{A.16})$$

Note que o limite inferior da integral é zero ao invés de  $-\infty$  sendo que  $h(\tau) = 0$  para  $\tau < 0$ . A função resposta frequência é simplesmente um caso especial da função de transferência, onde, em seu expoente  $p = a + jb$ ,  $a = 0$  e  $b = 2\pi f$ . Para um sistema fisicamente realizável e estável a função resposta frequência poderá substituir a função de transferência sem nenhuma perda de informação útil.

Uma relação importante para a função resposta frequência de sistemas linear de parâmetro constante é obtida por pegar a transformada de Fourier de ambos os lados da equação (A.10). Deixando  $X(f)$  ser a transformada de Fourier da entrada



(input)  $x(t)$  e  $Y(f)$  ser a transformada de Fourier da saída (output)  $y(t)$ , assumindo que tais transformadas existem a partir da equação (A.10) tem-se:

$$Y(f) = H(f)X(f) \quad (\text{A.17})$$

Portanto, em termos de função resposta frequência de um sistema e a transformada de Fourier de sua entrada e saída, a integral de convolução da equação (A.10) reduz-se a uma simples expressão algébrica conforme apresentada na equação (A. 17).

A função resposta frequência é geralmente uma quantidade de valor complexo que pode ser convenientemente considerados em termos de magnitude e um ângulo de fase associado. Isto pode ser feito escrevendo  $H(f)$  em uma notação polar complexa como:

$$H(f) = |H(f)|e^{-j\phi(f)} \quad (\text{A.18})$$

O valor absoluto  $|H(f)|$  é conhecido no sistema como fator de ganho, e o ângulo de fase associado  $\phi(f)$  é conhecido no sistema como fator de fase. Nestes termos, a função resposta frequência toma uma interpretação física direta, como se segue. Assumindo que um sistema de entrada senoidal (hipoteticamente existente durante todo tempo) com uma frequência  $f$  produzindo uma saída que, conforme ilustrado na secção 2.1, também será senoidal de mesma frequência. A relação da amplitude de saída com a amplitude de entrada é igual ao fator de ganho  $|H(f)|$  do sistema, e o deslocamento de fase entre a saída e entrada é igual ao fator de fase  $\phi(f)$  do sistema.

No quesito de requerimento de realizabilidade física, a função resposta frequência, o fator de ganho e o fator de fase de um sistema linear de parâmetro constante satisfazem as seguintes propriedades simétricas:

$$H(-f) = H^*(f)$$

$$|H(-f)| = |H(f)| \quad (\text{A.19})$$

$$\phi(-f) = -\phi(f)$$

Além disso, se um dos sistemas descritos por  $H_1(f)$  é seguido por um segundo sistema descrito por  $H_2(f)$ , e não há carga ou feedback entre os dois sistemas, o sistema global pode ser descrito por  $H(f)$ , onde

$$H(f) = H_1(f)H_2(f)$$

$$|H(f)| = |H_1(f)||H_2(f)|$$

(A.20)

$$\phi(f) = \phi_1(f) + \phi_2(f)$$

Assim, em cascata de dois sistemas onde não há carga ou feedback, os fatores de ganho se multiplicam e os fatores de fase se somam.

É importante notar que a função resposta frequência  $H(f)$  de um sistema linear de parâmetro constante é a função de uma única frequência, e não é uma função do tempo ou da excitação do sistema. Se o sistema fosse não linear,  $H(f)$  seria também uma função de entrada aplicada. Se o parâmetro do sistema de não fossem constantes,  $H(f)$  também seria a função do tempo.

## Anexo B

### B. Conceito básico de Acústica

O som se caracteriza por flutuações de pressão em um meio compressível. No entanto, não são todas as flutuações de pressão que produzem a sensação de audição quando atingem o ouvido humano. A sensação de som só ocorrerá quando a amplitude destas flutuações e frequências com que elas se repetem estiver dentro de uma determinada faixa de valores. (Gerges, 2000 2nd ed.)

O som e o ruído são gerados por diversos mecanismos, sendo as características destes dependentes do comprimento da onda gerado por elas, a maioria das fontes são altamente direcionais, ou seja, que irradiam mais energia do som em algumas direções do que em outras.

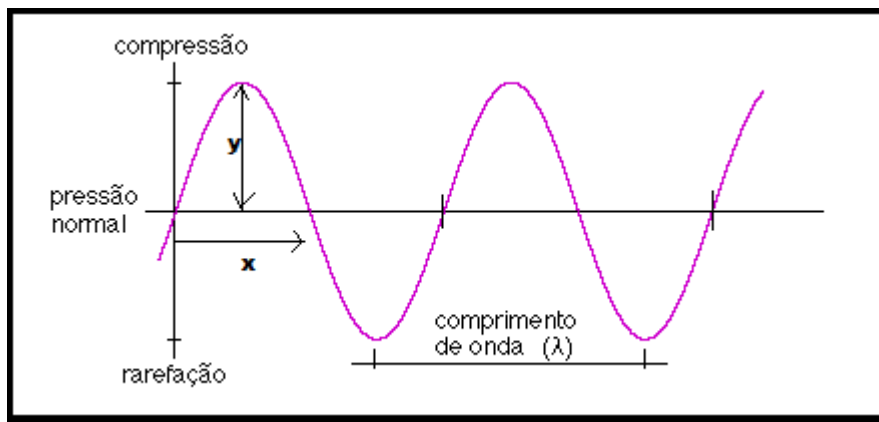


Figura B.1: Ondas acústicas

$$y = f(x)$$

$$y(x) = A \cdot \sin(\varphi) \cdot \cos\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right) + A \cdot \cos(\varphi) \cdot \sin\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right) \quad (\text{B.1})$$

Quando uma fonte emite uma onda, cujo o seu comprimento é maior que sua dimensão, as ondas geradas são esféricas. Por outro lado, caso o comprimento da onda seja da ordem das dimensões da fonte ou menores que ela, a fonte tende a ser direcional.

Na propagação em ar livre cada molécula, ao vibrar, transmite para a seguinte e sua oscilação, se comportando como uma nova fonte sonora. A propagação do som no ar livre se dá a partir da fonte geradora, com a formação de ondas acústicas, que atuam com compressões e expansões do ar.

Durante as compressões e rarefações do ar, por não ser um meio perfeitamente elástico, ocorre uma absorção sonora que depende da frequência, sendo que a absorção no ar estático e isotrópico é causada dois processos. Um é resultado das combinações dos efeitos da viscosidade e da condução do calor, chamada absorção clássica, e o outro é conhecido como relaxação muscular que ocorre devido à dissipação de energia durante o processo vibratório das moléculas de oxigênio e depende da umidade, da temperatura e da pressão atmosférica.(Gerges, 1992)

### **B.1. Nível de Pressão Sonora**

O ouvido humano responde a uma larga faixa de intensidade acústica, desde o limiar de audição até o limiar da dor. Por exemplo, a 1000Hz a intensidade acústica é capaz de causar a sensação de dor  $10^{12}$  vezes a intensidade acústica capaz de causar a sensação de audição. É visível a dificuldade de se expressar em números de ordens de grandeza tão diferentes numa mesma escala linear, portanto usa-se a escala logarítmica. Um valor de divisão adequado a esta escala seria Log10, sendo que a razão das intensidades do exemplo acima seria representada por  $\log 10^{14}$ , ou 14 divisões de escala.

Portanto, um decibel corresponde a  $10^{0,1}=1,26$ , ou seja, é igual a variação na intensidade de 1,26 vezes. Uma mudança de 3dB corresponde a  $10^{0,3}=2$ , ou seja, dobrando-se a intensidade sonora resulta em um acréscimo de 3 dB.(Gerges, 1992)

O nível de intensidade acústica é  $NI$  é dado por :

$$NI = 10 \log \frac{I}{I_0} \quad eq(2)$$

Onde:

$I$  é a intensidade acústica em Watt/m<sup>2</sup>

$I_0$  é a intensidade de referência =  $10^{-12}$  Watt/m<sup>2</sup>

$I_0$  corresponde a, aproximadamente, a intensidade de um tom de 1000 Hz que é levemente audível pelo ouvido humano normal (valor de referência)

A intensidade acústica é proporcional ao quadrado da pressão acústica, então o nível de pressão sonora é dado por :

$$NPS = 10 \log \frac{P^2}{P_0^2} = 20 \log \frac{P}{P_0} \quad eq(2.1)$$

Onde  $P_0 = \sqrt{\rho I_0 c} = \sqrt{415 \times 10^{-12}} = 0,00002 \text{ N/m}^2$  é o valor de referência e corresponde ao limiar da audição em 1000 Hz.

Outro aspecto importante da escala dB é que ela apresenta uma correlação com audibilidade humana, muito melhor do que escala absoluta (N/m<sup>2</sup>).

Um (1) dB é a menor variação que o ouvido humano pode perceber. Um acréscimo de 6 dB no nível de pressão sonora equivalente a dobrar a pressão sonora. (Gerges, 1992)

Exemplo: para  $P = 0,1 \text{ N/m}^2$ , o NPS é dado por:

$$NPS = 10 \log \left( \frac{0,1}{2 \cdot 10^{-5}} \right)^2 = 74 \text{ dB} \quad eq(2.2)$$

Para  $P=0,2 \text{ N/m}^2$ , então  $NPS=80 \text{ dB}$

Além do  $NPS$  e  $NI$  temos a terceira grandeza acústica importante; o nível de potência sonora  $NWS$  definida por;

$$NWS = 10 \log \left( \frac{W}{10^{-12}} \right) \quad eq(2.3)$$

Onde,

$W$  é a potência sonora (Watt)

$10^{-12}$  é a potência sonora de referência (Watt) análoga a intensidade  $I_0$  da equação eq(2).

## B.2. Adição de Níveis de Pressão Sonora

Considera-se que duas máquinas geram cada uma, num determinado ponto de medição, os níveis de pressão sonora  $P_1$  e  $P_2$  respectivamente. O nível total que essas máquinas produzirão nesse mesmo ponto, quando operadas simultaneamente, corresponde à soma dos níveis  $P_1$  e  $P_2$ . Entretanto, quando se usa a escala dB, os níveis de pressão sonora  $L_1$  e  $L_2$  não podem ser somados diretamente. O desenvolvimento matemático para efetuar a soma é apresentado a seguir:

$$P_t^2 = P_1^2 + P_2^2 \quad eq(2.4)$$

$$P_t^2 = P_0^2 10^{\frac{L_1}{10}} + P_0^2 10^{\frac{L_2}{10}} \quad eq(2.5)$$

$$\frac{P_t^2}{P_0^2} = 10^{\frac{L_1}{10}} \left[ 1 + 10^{-\left(\frac{L_1-L_2}{10}\right)} \right] \quad eq(2.6)$$

Então o nível de pressão sonora total é dado por:

$$10 \log \frac{P_t^2}{P_0^2} = 10 \log 10^{\frac{L_1}{10}} + 10 \log \left[ 1 + 10^{-\left(\frac{L_1-L_2}{10}\right)} \right] \quad eq(2.7)$$

$$NPS_t = L_1 + \Delta L \quad eq(2.8)$$

Onde,

$$\Delta L = 10 \log \left[ 1 + 10^{-\left(\frac{L_1 - L_2}{10}\right)} \right] \quad eq(2.9)$$

A figura B.2 representa a relação entre  $(L_1 - L_2)$  e  $\Delta L$ :

O procedimento para soma de níveis de pressão sonora (níveis de potência sonora ou níveis de intensidade) é o seguinte:

Medir os níveis de pressão sonora da máquina 1 e da máquina 2,  $L_1$  e  $L_2$  respectivamente. Achar a diferença entre os dois níveis  $(L_1 - L_2)$ , considerando que  $L_1 > L_2$ . Entrar na figura B.2 com a diferença, subir até a curva, e então, obter  $\Delta L$  no eixo das ordenadas, ou calcular o  $\Delta L$  usando a equação (2.8). Adicionar o valor de  $\Delta L$  obtido, ao maior dos dois níveis medidos. (Gerges, 1992)

Assim, obtém-se a soma dos níveis de pressão sonora  $NPS_t$  das duas máquinas.

$$NPS_t = L_1 + \Delta L$$

Exemplo:

Para somar 85 dB e 82 dB, temos:

$L_1 = 85$  dB

$L_2 = 82$  dB

Diferença = 3 dB

Da figura B.2 :  $\Delta L = 1,7$  dB

Nível Total:  $NPS_t = L_1 + \Delta L = 85 + 1,7 = 86,7 \text{ dB}$

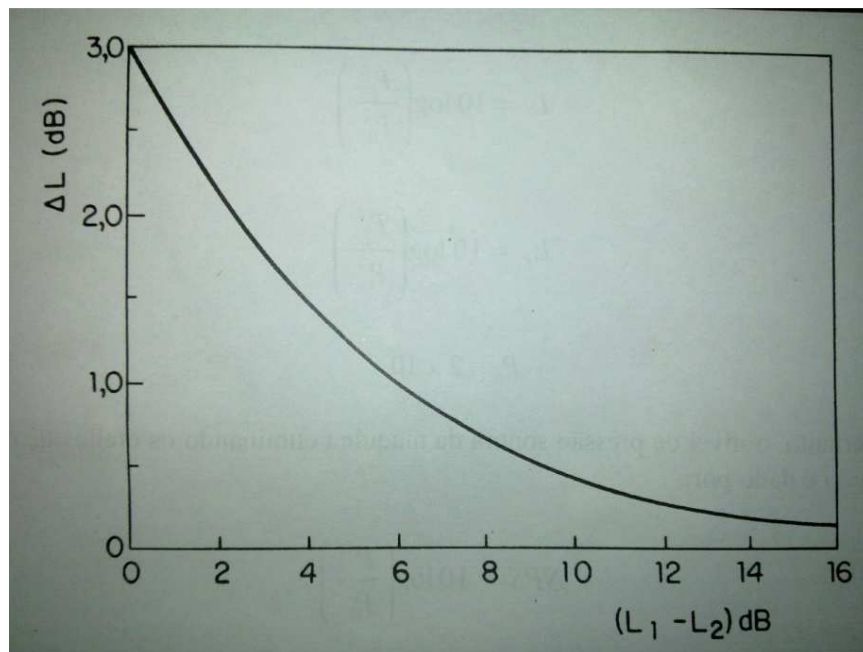


Figura B.2: Adição de níveis de pressão sonora

### B.3 Nível de potência Sonora

Uma importante propriedade de qualquer fonte é a potência sonora  $W$  ou energia acústica total emitida pela mesma na unidade de tempo. A potência sonora é apenas dependente da própria fonte e independe do meio onde ela se encontra. Por exemplo, se o nível de pressão sonora  $NPS$  de uma máquina for medido em determinado ambiente, quando essa máquina for levada a um outro ambiente (do campo livre para uma pequena sala), a pressão acústica provavelmente mudará bastante, mas a potência sonora  $W$  permanecerá inalterada. O ambiente exerce influência na pressão acústica pela introdução de absorção e reflexões.

É, portanto, importante a medição da potência sonora emitida por qualquer máquina. A partir dos dados obtidos é possível calcular a pressão acústica em qualquer ambiente de tamanho, forma e absorção das paredes conhecidos.



A intensidade acústica  $I$  é a energia  $W$  passando por uma área  $S$  por unidade de tempo para fonte unidirecional, ou seja:

$$I = \frac{W}{S} \quad eq(2.16)$$

As escalas para qualificação de intensidade acústica e de pressão sonora foram descritas em forma logarítmica; a potência sonora é também quantificada da mesma forma. Assim, o nível de potência sonora  $NWS$  é dado por:

$$NWS = 10 \log \frac{I}{I_{ref}} \frac{S}{1} \quad eq(2.17)$$

$$NWS = 10 \log \frac{I}{I_0} + 10 \log S \quad eq(2.18)$$

$$NWS = NPS + 10 \log S \quad eq(2.19)$$

Onde,

$$\frac{I}{I_0} = \frac{P^2}{P_0^2}$$

E para  $S = 4\pi r^2$

$$NWS = NPS + 10 \log 4\pi r^2 \quad eq(2.20)$$

$$NWS = NPS + 10 \log r^2 + 10 \log 4\pi \quad eq(2.21)$$

$$\therefore NWS = NPS + 20 \log r + 11 \quad eq(2.22)$$

Note que as equações (2.16), (2.19) e (2.22) são válidas para campo livre. Considerando-se, neste caso, o espaço como semi-esférico, área superficial será  $2\pi r^2$ . Da mesma forma, outras superfícies podem ser consideradas. Por exemplo, uma fonte em linha (fluxo de veículos na estrada) pode gerar ruído que se propaga segundo uma superfície semi-cilíndrica através de uma área  $\pi r$  por unidade de comprimento. No primeiro e segundo caso tem-se:

$$1^{\circ}\text{caso: } NWS = NPS + 20 \log r + 8$$

$$2^{\circ}\text{caso: } NWS = NPS + 10 \log r + 5$$

Onde  $NWS$  é o nível de potência sonora por unidade de comprimento da fonte.

A potência sonora pode ser determinada em câmara anecóica, câmara reverberante ou usando medidor de intensidade sonora (técnica de dois microfones). A potência sonora também pode ser determinada em campo através de comparação usando uma fonte calibrada. (Gerges, 1992)

#### **B.4. Atenuação de Ruído com a Distância**

A atenuação do nível de pressão sonora com a distância depende da distribuição das fontes de ruído. Vários tipos de distribuição podem ser considerados:

##### **(1) Fonte pontual simples**

Neste caso, tem-se por exemplo fonte monopolo unidirecional  $Q_{\theta} = 1$ , em ar livre. A relação entre o nível de potência sonora  $NWS$ , o nível de pressão sonora  $NPS$  e a distância entre a fonte e o ponto e o ponto de medição  $r$  é dada pela equação (2.30) , como:

$$NPS(\theta) = NWS + DI(\theta) - 20 \log r - 11 \quad \text{eq(2.33)}$$

Onde,

$DI(\theta)$  é o índice de diretividade  $= 10 \log Q(\theta)$

$Q_\theta$  é o fator de diretividade de superfície.

Então tem-se 6 dB de atenuação para cada duplicação da distância  $r$ .

A presença de uma superfície rígida infinita (por exemplo, fonte fixa no chão) causa a reflexão de toda a energia sonora para um espaço semi-infinito. As ondas de propagação são semi-esféricas e a energia sonora atravessa uma área de valor  $2\pi r^2$ , sendo o fator de diretividade neste caso:

$$Q_q = 2$$

e

$$DI(q) = 3 \text{ dB}$$

No caso de fonte unidirecional posicionada na artesta (intercessão de duas superfícies rígidas infinitas), tem-se propagação através de uma área de  $\pi r^2$  e então.

$$Q_q = 4$$

e

$$DI(q) = 6 \text{ dB}$$

Para o caso da fonte no vértice (intercessão de três superfícies rígidas infinitas), tem-se:

$$Q_q = 8$$

e

$$DI(q) = 9 \text{ dB}$$

A figura B.3 mostra o efeito da presença das superfícies. A influência da presença de superfícies na pressão sonora irradiada por outras fontes, como por

exemplo, dipolo, pistão, etc. é mais complexa. Nas baixas frequências, onde o comprimento da onda acústica  $\lambda$  é maior do que o tamanho da fonte, tem-se um campo sonoro unidirecional (ver figura B.4); então pode-se usar os valores de  $Q_\theta$  apresentados na figura B.3.

A relação entre  $NPS_1$  (na distância  $r_1$ ) e  $NPS_2$  (na distância  $r_2$ ) é dada por:

$$NPS_1 - NPS_2 = 20 \log \frac{r_1}{r_2} \quad eq(2.34)$$

Então tem-se 6 dB de caimento do nível de pressão sonora para cada duplicação da distância. (Gerges, 1992)

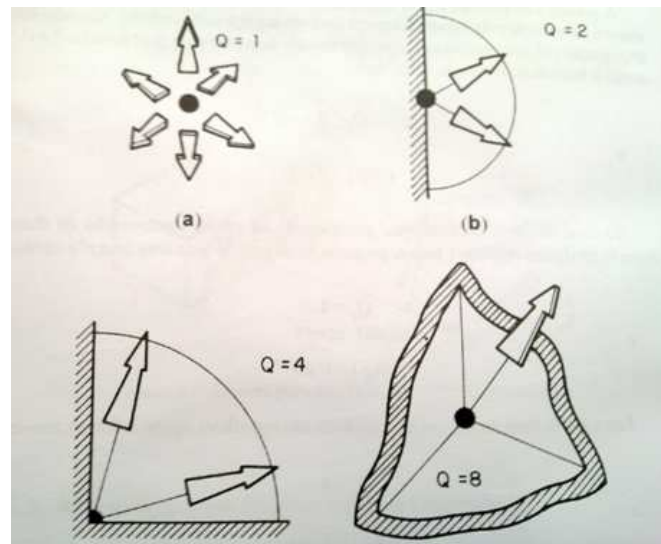


Figura B.3: Efeito da presença de superfície na diretividade

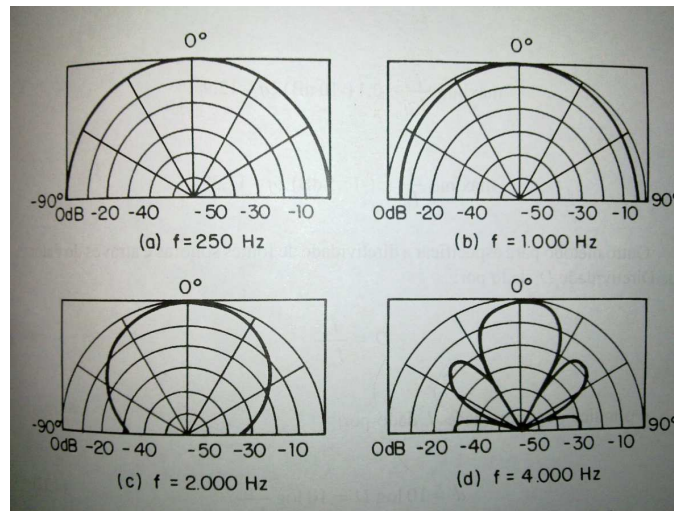


Figura B.4: Diagrama polar de diretividade para pistão de raio  $a=0,1\text{m}$

## (2) Fonte Linear

Um fluxo de veículos em uma estrada ou um duto longo carregando fluxo de fluido turbulento podem ser considerados como fonte sonora em linha de comprimento  $l$ . Neste caso tem-se :

$$NPS = NWS + DI(\theta) - 10 \log 2\pi r l \quad eq(2.35)$$

Ou

$$NPS = NWS + DI(\theta) - 10 \log r l - 8 \quad eq(2.36)$$

Então tem-se 3 dB de atenuação para cada duplicação da distância.

A relação entre  $NPS_1$  (na distância  $r_1$ ) e  $NPS_2$  (na distância  $r_2$ ) na mesma direção  $\theta$  é dada por:

$$NPS_1 - NPS_2 = 10 \log \frac{r_2}{r_1} \quad eq(2.37)$$

Portanto, a predição dos níveis de pressão sonora em qualquer distância  $r_2$  pode ser obtida a partir de um nível medido em qualquer outra distância  $r_1$ ..(Gerges, 1992)

### (3) Fontes Pontuais em Linha

Uma linha de máquinas idênticas como por exemplo no caso de máquinas de tecidos ou fios, máquinas de estampa, etc. pode ser considerada uma linha de fonte.

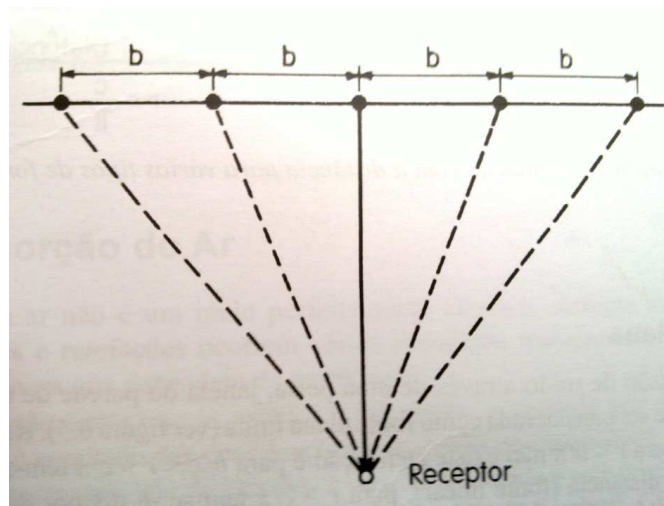


Figura B.5: Fontes lineares

Rathe mostra que para fontes incoerentes, ao longo da distância radial  $r < b/\pi$ , onde  $b$  é a distância entre as fontes, a propagação do som é similar ao de fonte pontual simples com atenuação de 6 dB para cada duplicação da distância (a contribuição das fontes afastadas é pequena). Entretanto, para  $r > b/\pi$ , a propagação é similar ao caso da fonte em linha, com atenuação de 3 dB para cada duplicação da distância (a contribuição de todas as fontes é significativa). Essas características são mostradas na figura B.6 . (Gerges, 1992)

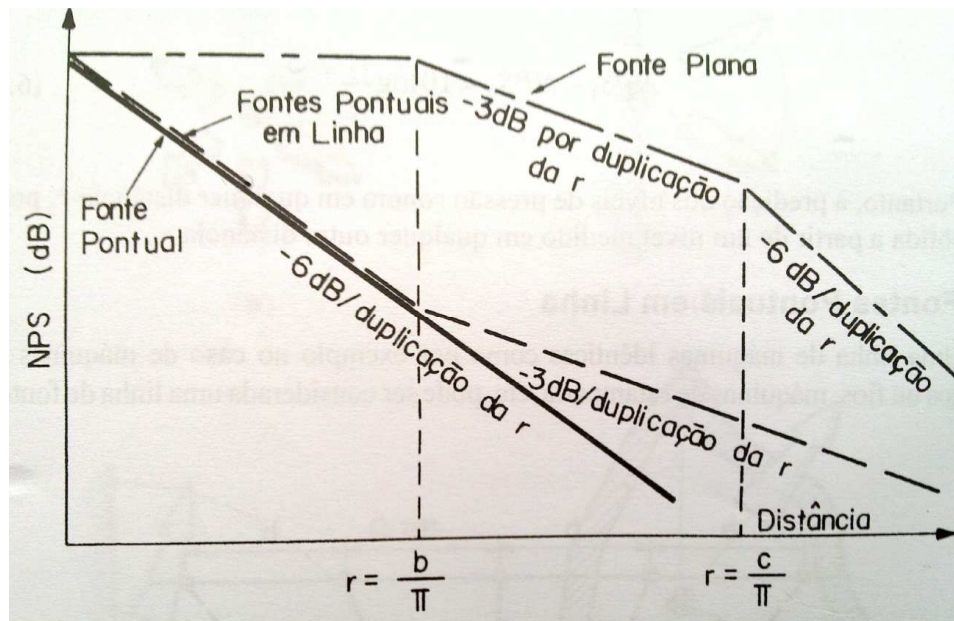


Figura B.6: Atenuação com a distância para vários tipos de fonte

#### (4) Fonte Plana

A transmissão de ruído através de uma porta, janela ou parede de uma casa de máquinas, pode ser considerada como fonte plana finita. Rathe também mostrou que para  $r < b/\pi$  não existe atenuação e para  $\frac{b}{\pi} < r < \frac{c}{\pi}$  tem-se -3 dB por duplicação da distância (fonte linear), para  $r > c/\pi$  tem-se -6 dB por duplicação da distância (fonte pontual). Essas atenuações são mostradas na figura B.6.

Segundo Ellis, as atenuações fornecidas pela figura B.6 devem ser usadas para distâncias radiais e propagação divergente da fonte. Nessas atenuações, não foram consideradas as interações entre as fontes, isto é, o cancelamento ou reforço (campo destrutivo ou construtivo) que pode ocorrer. Além disso, foram consideradas apenas as fontes simples fundamentais e sua propagação básica. Cuidados devem ser tomados com fontes complexas, onde as atenuações são baseadas nos conceitos simples de atenuação com distâncias, sem a complexidade de cada fonte ou acoplamento entre elas. Portanto, os resultados são mais realistas para fontes pontuais, tipo monopolo unidirecional (em fase), a distâncias maiores do que o comprimento de onda. (Gerges, 1992).

## Anexo C

### C. Controle Ativo de Ruído

#### C.1 Programa em Matlab®

- Algoritmo para estimativa do caminho primário (F) e Caminho secundário (H22):

```
clear all;clc;close all;
M=90;

DT=1/2000; %5.0000e-004
%DT=1/2500; %5.0000e-004

%ident:
%load
%estimate ARX: 1 90 1

Numf=[];

He11=[];

He12=[];

He21=[];

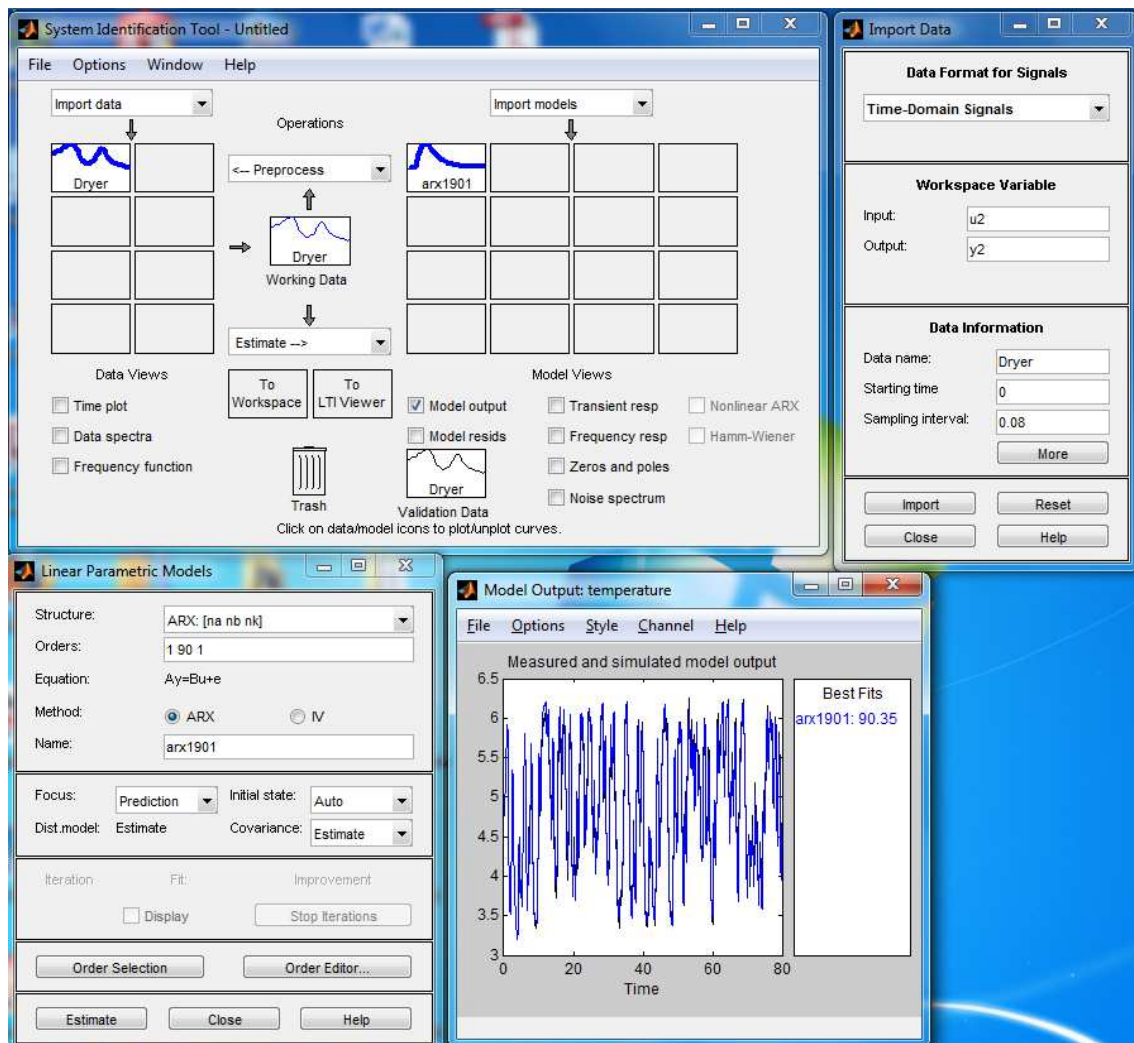
%Caminho secundário:
He22=[0      0.0013      0.0003      0.0008      0.0011      -0.0001      0.0004
0.0004      -0.0009      0.0696      -0.0227      -0.0885      0.0482      -0.0929      -
0.0186 0.0898      -0.0136      0.0386      0.0425      -0.0302      0.0003
0.0162      -0.0198      -0.0105      0.0019      -0.0254      0.0004      0.0272
0.0000      -0.0163 0.0106      -0.0039      0.0066      0.0105      -0.0578      -
0.0052      0.0169      0.0156      0.0299      0.0275      -0.0082      -0.0490
0.0066      0.0139      0.0039      0.0123      -0.0197      0.0005      -0.0202
0.0228      -0.0092      0.0041      -0.0141      -0.0048      -0.0065      -0.0201
0.0418      0.0121      -0.0090      0.0238      -0.0019      -0.0141      -0.0053      -
0.0086      -0.0015      0.0001      0.0154      0.0124      -0.0154      -0.0012
0.0003      -0.0103      0.0062      -0.0104      0.0005      -0.0020      -0.0063
0.0121      0.0106      0.0007      0.0128      0.0100      -0.0170      -0.0067      -
0.0037      -0.0077      0.0111      0.0069      -0.0052      -0.0081      -0.0051];

%FBXLMS realimentação(caminho primário):
F=[0      0.0006      -0.0022      -0.0012      0.0002      -0.0013      0.0040
0.0018      0.0014      0.0010      -0.0015      0.0166      0.2397      -0.0498      -
0.1363 0.0219      -0.3079      -0.1011      0.0664      -0.0172      0.1176
0.1241      0.0142      0.0579      0.0440      -0.0340      -0.0415      0.0098      -
0.0260      -0.0144 0.0265      0.0733      0.1527      0.0824      -0.0473      -
0.1250      -0.0254      -0.0967      -0.2423      0.0464      0.0565      -0.0166
0.0677      -0.0335      0.0221 0.0611      -0.0612      0.0180      0.0306      -
0.0169      0.0380      0.0117      0.0298      0.0686      0.0089      0.0037
0.0056      -0.0805      -0.0772      -0.0284      -0.0093      0.0507      -0.0130
0.0232      0.0397      -0.0866      0.0222      0.0504      -0.0050      0.0427      -
0.0014      -0.0228      0.0312      0.0079      0.0182      -0.0283      -0.0483      -
```

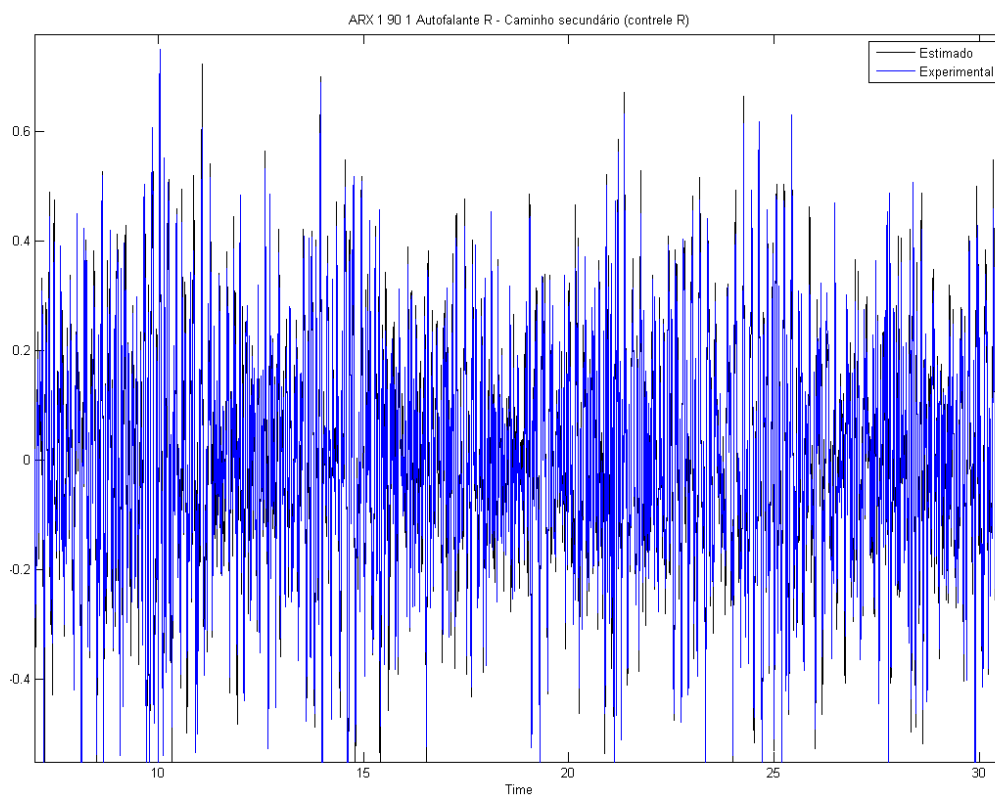
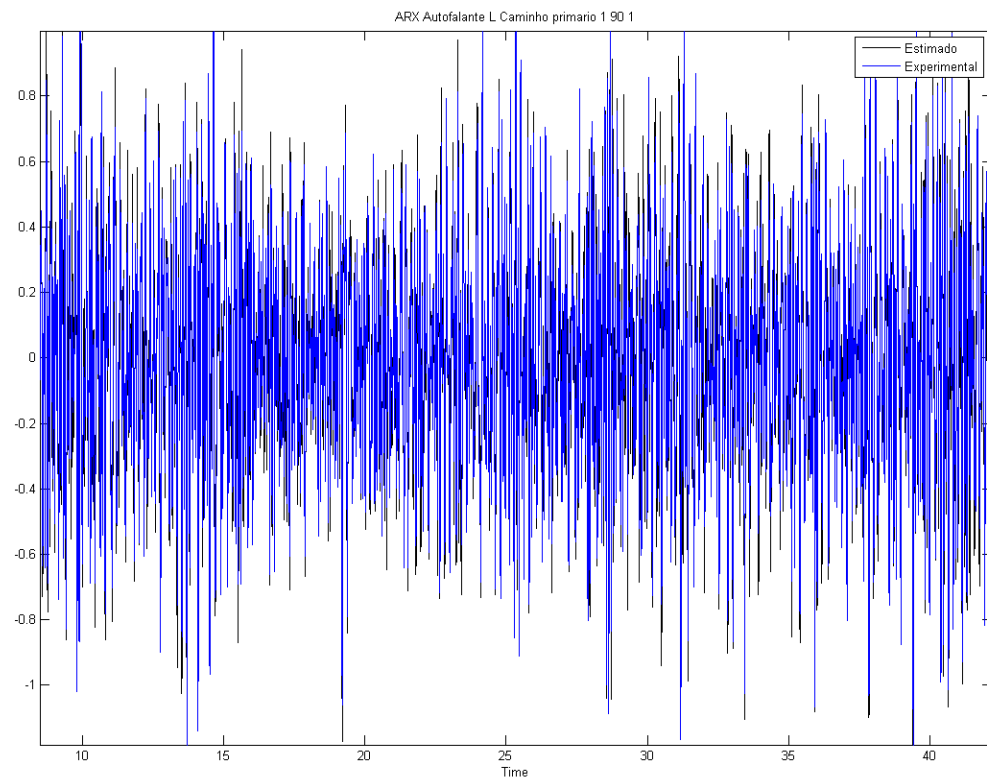


```
0.0039    -0.0394    -0.0438    0.0392    0.0447    -0.0171    0.0434
0.0022    -0.0188    -0.0237    -0.0409    0.0397    0.0043    0.0031];
```

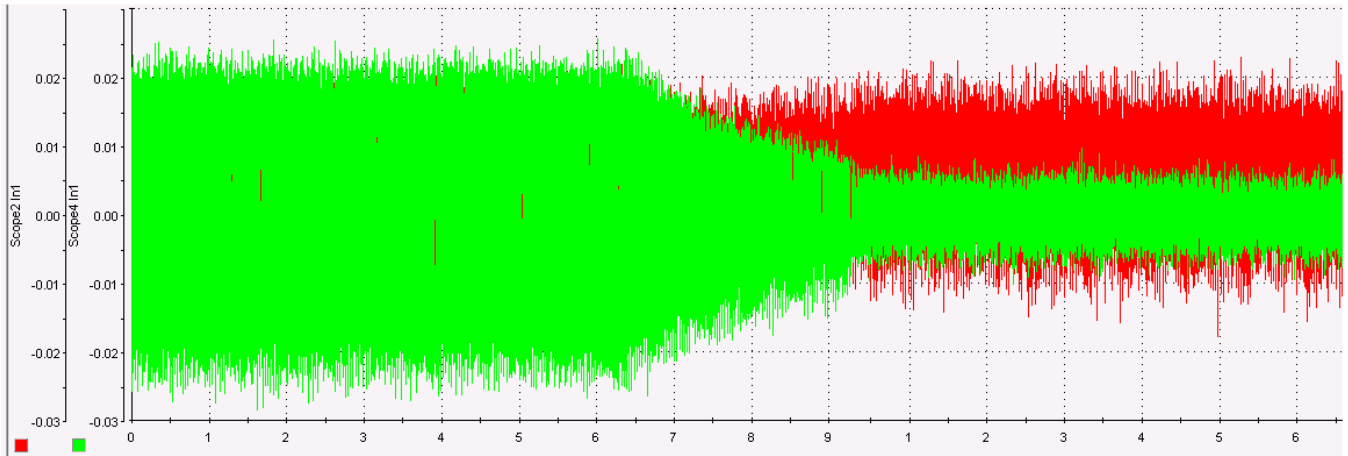
- Identification Tool + ARX 1 90 1 Gráfico de Estimativa Caminho primário e secundário (exemplo):



- Exemplo de resultados obtidos para o experimento CAR (Caminhos Primário e Secundário)



- Exemplo de resposta gráfica de Controle via Control Desk da Dspace:



Onde em vermelho é sinal alto falante de referência e em verde é o microfone de erro, gráfico demonstra a atenuação do ruído no tempo. Como foi para iniciar controle a partir de 7 segundos, pode-se observar o funcionamento e atenuação do mesmo após este período.

- Programa utilizado para adquirir as FRF e filtra-las a 1000HZ, posteriormente filtradas de 100 a 800 HZ para melhor visualização:

```
clear all; close all; clc;

% O comando a seguir carrega o arquivo de dados, onde as colunas são:
% Colunas referentes: Freq(1)   Gxx(2)   Gyly1(3)   Re.Gxy1(4)
% Im.Gxy1(5)   Gy2y2(6)   Re.Gxy2(7)   Im.Gxy2(8)

frf1=load('frfa_1.txt'); % Carrega o arquivo de dados

% inicialização das variáveis

freq = frf1(:,1);          % Coluna de frequências adquiridas em [Hz]
Npto = length(freq);      % Numero de pontos
Gxx = frf1(:,2);          % Auto espectro da excitação; Acelerômetro
%na membrana do Alto falante
w = 2*pi*freq;            % Frequência angular em [rad/s]

% Transforma os pontos iniciais devido a problemas de resolução
for i=1:50, w(i)=w(50); end

Gxx=Gxx./(w.*w);          % Transforma sinal de aceleração em
%velocidade
plot(freq,10*log10(abs(Gxx)))

%Aqui o prof. Duarte mostra a quantidade bits que são utilizados na
leitura de dados (Curiosidade)
20*log10(2^24) % placa com 24 bits apresenta resolução de 144 dB
20*log10(2^8)  % placa com 08 bits apresenta resolução de 48 dB
% Conclusão: Para a placa de 24 bits, o sinal tem resolução até 8000
[Hz]
% Para a placa de 08 bits, o sinal tem resolução até 2000 [Hz]
% Determinação das FRF's
```

```

H1=(frf1(:,4)+1i*frf1(:,5))./Gxx; % FRF entre y1 e x -> H1 =
%Gxy1./Gxx %sinal do Microfone
H2=(frf1(:,7)+1i*frf1(:,8))./Gxx; % FRF entre y2 e x -> H2 =
%Gxy2./Gxx %sinal do microfone de referência

plot(freq,10*log10(abs(H1)))

% Impulso Unitário
h=zeros(2*Npto,1); h(1)=1;

% Filtro de 6ª ordem
fc = 1000; % frequência de corte em 1000 [Hz]
[B A] = butter(6,fc/max(freq));
h = filter(B,A,h);
plot(h(1:128)) % Resposta filtrada ao impulso (no tempo). Primeiros
%128 pontos

% Transf de Fourier do filtro
Ftro=fft(h); % Resposta filtrada (em freq). filtra a partir de 1000
[Hz]
Ftro=Ftro(1:Npto);
plot(freq,10*log10(abs(Ftro)))
% IMPORTANTE: Sinal impulsivo NAO divide pelo Npto. No sinal harmônico
%SIM

% FRF's Filtradas
H1f=H1.*Ftro;
H2f=H2.*Ftro;
plot(freq,10*log10(abs(H1f)),'b',freq,10*log10(abs(H2f)),'r')
title('FRF - Acelerometro no auto falante (excitacao por ruido rosa)
com 2 microfones');
legend('Microfone Erro','Microfone referencia','Location','SouthEast')

% Salva FRF's filtradas
Hf=[real(H1f) imag(H1f), real(H2f) imag(H2f)];
save 'Hrra_1.txt' Hf -ascii;

% #####
% Montagem do arquivo para ser importado no ERA
% #####

% Carrega 06 FRF's, ja filtradas em 1000 [Hz]
%load H1f.txt
%load H2f.txt
%load H3f.txt
%load H4f.txt
%load H5f.txt
%load H6f.txt

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all; close all; clc;
% Monta a matriz de FRF. (SIMO) com 6 respostas 1 mesma entrada
% H é montado na sequencia [Micref MicautoR micautoL MicerroI
%MicerroII Micsaida]

load H1f.txt

```

```
load H2f.txt
load H3f.txt
load H4f.txt
load H5f.txt
load H6f.txt

H = [H2f H4f H5f H1f H3f H6f];
save 'FRF_2.txt' H -ascii

% Agora não esquecer de abrir o arquivo FRF_1 e colocar os seguintes
dados no cabeçalho:
%16384 6 1
%FREQUENCIA
%0.5
%caso não coloque isto o programa do Dr.Duarte não irá funcionar.
```