

EIDER LÚCIO DE OLIVEIRA

**CONTROLE ATIVO DE RUÍDO APLICADO A DUTOS
COM PROPAGAÇÃO DE MODOS ACÚSTICOS DE
ALTA ORDEM VIA PARTICIONAMENTO AXIAL**



UFU

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
2012**

EIDER LÚCIO DE OLIVEIRA

**CONTROLE ATIVO DE RUÍDO APLICADO A DUTOS COM
PROPAGAÇÃO DE MODOS ACÚSTICOS DE ALTA ORDEM VIA
PARTICIONAMENTO AXIAL**

Tese apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos para a obtenção do título de **DOUTOR EM ENGENHARIA MECÂNICA.**

Área de concentração: Mecânica dos Sólidos e Vibrações

Orientador: Prof. Dr. Marcus Antônio Viana Duarte

**UBERLÂNDIA - MG
2012**

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

O48c Oliveira, Eider Lúcio de, 1968-
2012 Controle ativo de ruído aplicado a dutos com propagação de
modos acústicos de alta ordem via particionamento axial / Eider
Lúcio de Oliveira. - 2012.
130 f. : il.

Orientador: Marcus Antonio Viana Duarte.

Tese (doutorado) – Universidade Federal de Uberlândia,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica.
Inclui bibliografia.

1. Engenharia mecânica - Teses. 2. Ruído industrial - Controle -
Teses. I. Duarte, Marcus Antonio Viana. II. Universidade Federal
de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Mecânica. III. Título.

CDU: 621

EIDER LÚCIO DE OLIVEIRA

**CONTROLE ATIVO DE RUÍDO APLICADO A DUTOS COM PROPAGAÇÃO DE MODOS
ACÚSTICOS DE ALTA ORDEM VIA PARTICIONAMENTO AXIAL**

Tese **APROVADA** pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Uberlândia.

Área de concentração: Mecânica dos Sólidos e Vibrações.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Marcus Antonio Viana Duarte (Orientador) - FEMEC/UFU

Prof. Dr. José Luiz Oliveira Pena (Co-orientador) - MECÂNICA/IFG

Prof. Dr. José Francisco Ribeiro - FEMEC/UFU

Prof. Dr. Israel Jorge Cárdenas Nuñez – UFTM

Prof. Dr. Luiz Carlos Sandoval Góes - ITA

Prof. Dr. Ricardo Humberto de Oliveira Filho - UFG

**UBERLÂNDIA - MG
2012**

DEDICATÓRIA

À minha esposa Magali.

Aos meus filhos Carolina e Vinícius.

A meus pais Graça e Eurípedes.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus que sempre está comigo e sempre disposto a oferecer-me mais oportunidades que mereço.

Agradeço ao prof. Marcus Antonio Viana Duarte a dedicação, a paciência e a amizade.

Agradeço ao meu co-orientador prof. José Luiz Oliveira Pena a amizade e a indispensável ajuda.

Agradeço aos demais professores da Faculdade de Engenharia Mecânica da UFU os conhecimentos oferecidos nas disciplinas ministradas em Goiânia.

O meu muito obrigado aos professores que compuseram a banca avaliadora desse projeto, em especial ao prof. Ricardo Humberto Oliveira Filho.

Agradeço ao prof. Ricardo Victória de Holanda a amizade e o incentivo.

Muito obrigado prof. Marco Aurélio Brazão Costa Badan pela grande ajuda na montagem da parte experimental deste trabalho.

Obrigado professores e funcionários da Mecânica do IFG pela colaboração prestada e um pedido de agradecimento especial ao prof. Luiz Carlos da Silva.

Agradeço à CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoas de Ensino Superior) a oportunidade de desenvolver este trabalho pelo DINTER UFU/IFG nº 1773/2007 e o apoio financeiro.

Agradeço ao prof. Aldemi Coelho Lima a disponibilidade em coordenar o projeto DINTER UFU/IFG.

Aos meus irmãos Eduardo, Cristina, Andrea e Luciana e demais familiares, muito obrigado pelo incentivo e orações.

OLIVEIRA, Eider Lúcio. **Controle Ativo de Ruído Aplicado a Dutos com Propagação de Modos Acústicos de Alta Ordem Via Particionamento Axial.** 2012. 130 f. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia.

Resumo

O controle ativo de ruído (CAR) aplicado a dutos onde existe a propagação de ondas planas tem sido alvo de vários estudos. Aplica-se, nesses casos, o controle ativo monocanal. Nos dutos com grandes seções transversais, a propagação acústica se dá com a presença dos modos de alta ordem. Nesses dutos é necessário o controle multicanal, o que leva o sistema CAR a utilizar muitos sensores e atuadores, resultando num projeto bastante complexo. Este trabalho procura aplicar uma metodologia de mudança de geometria dos grandes dutos, para assegurar a propagação de ondas planas no interior dos mesmos e assim possibilitar o uso de um sistema CAR monocanal. A estratégia consiste em dividir a grande seção transversal do duto em áreas menores de forma a garantir ondas planas na banda de frequência de interesse. Várias técnicas e ferramentas foram utilizadas, como simulações do sistema acústico, otimização com algoritmo genético hibridizado e o algoritmo FxLMS para o desenvolvimento do projeto do sistema de controle. Um duto de grande porte foi construído e instrumentado. Além disso, uma placa eletrônica de controle com Processador Digital de Sinais (DSP) foi usada para executar os programas do sistema CAR em tempo real. Foram obtidas atenuações significativas dos níveis de ruído, que torna o controle ativo desenvolvido promissor para aplicações industriais.

Palavras-Chave: Controle Ativo de Ruído. Dutos com Modos de Alta Ordem. Simulação. FxLMS. Algoritmo Genético Hibridizado.

OLIVEIRA, Eider Lúcio. **Active Noise Control Applied to Ducts with Propagation of High-Order Acoustic Modes Via Partitioning Axial.** 2012. 130 f. PhD Thesis. Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia.

Abstract

The active noise control (ANC) applied to ducts where there is the propagation of plane waves has been the subject of several studies. In these cases applies the single-channel active control. The ducts with large cross sections, the acoustic propagation occurs in the presence of high-order modes. For these ducts is necessary to use multichannel control, which leads the ANC system to use many sensors and actuators, resulting in a very complex project. This work seeks to apply a methodology of changing the geometry of large ducts, to ensure the propagation of plane waves within them and thus use only a single-channel ANC system. The strategy is to divide the large cross section of the duct into smaller areas to ensure plane waves in the frequency band of interest. Several techniques and tools have been used, such as simulations of the acoustic system, Hybridized Genetic Algorithm and the FxLMS algorithm for the development of control system design. A large duct was built and instrumented. In addition, an electronic board control with Digital Signal Processor (DSP) was used to run programs in the ANC system in real time. We obtained significant attenuation of noise levels, which makes the active control developed promising for industrial applications.

Keywords: Active Noise Control. Ducts with Higher Order Modes. Simulation. FxLMS. Hybridized Genetic Algorithm.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Fluxo de massa na direção x através de um volume infinitesimal.....	09
Figura 2.2 – Foto de um exaustor acoplado a dutos industriais.....	15
Figura 2.3 – Espectro típico do ruído de um ventilador ou exaustor.....	15
Figura 2.4 – Tubulações para exaustão em uma indústria (NUNES, 2009).....	16
Figura 2.5 - Metodologia para duto de dimensões $L_z \times L_x \times L_y$ com seção transversal retangular com (a) duto sem divisão interna e (b) duto com divisão interna.....	18
Figura 2.6 - Número de modos propagando em um duto retangular pela frequência do sinal.....	19
Figura 2.7 – Simulação de duto com excitação harmônica de 150 Hz, resultado em dB....	20
Figura 2.8 – Simulação de duto com excitação harmônica de 250 Hz, resultado em dB....	21
Figura 2.9 – Simulação de duto com excitação harmônica de 250 Hz, apresentando modos de alta ordem e ondas planas.....	21
Figura 2.10 – Diagrama esquemático de um sistema de cancelamento ativo de ruído.....	22
Figura 2.11 – Elementos que compõem um sistema de cancelamento ativo de ruído monocanal.....	23
Figura 2.12 – Hierarquia do sistema de controle ativo de ruído (HANSEN et al., 2007)....	23
Figura 2.13 – Diagrama de um controlador <i>feedforward</i> de banda larga (DELFINO, 2005).....	25
Figura 2.14 – Diagrama de um controlador <i>feedforward</i> de banda estreita (DELFINO, 2005).....	26
Figura 2.15 – Diagrama de um controlador <i>feedback</i> (DELFINO, 2005).....	27
Figura 3.1 – Estrutura transversal do filtro de Wiener (resposta ao impulso finita - FIR).....	29
Figura 3.2 – Controle ativo na configuração de identificação do sistema acústico.....	33
Figura 3.3 – Diagrama de bloco de um sistema CAR usando o algoritmo FxLMS.....	34
Figura 3.4 – Diagrama de bloco para estimativa <i>off-line</i> do caminho secundário (adaptado de Nunez, 2005).....	38
Figura 4.1 – Desenho tridimensional da peça principal do duto experimental.....	43

Figura 4.2 – Desenho tridimensional da montagem utilizando 3 peças com (a) desenho explodido e (b) montagem.....	43
Figura 4.3 – Desenho em três dimensões da montagem de chapa (a) sem caixa acústica e (b) com caixa acústica instalada.....	44
Figura 4.4 – Detalhe do perfil de aço instalado para guia de chapas dos microfones e caixa acústica.....	44
Figura 4.5 - Duto para configuração monocanal com indicação de (1) caixa acústica para fonte de ruído, (2) caixa acústica de controle e (3) vedação das cavidades de microfone..	45
Figura 4.6 - Desenho de duto para configuração monocanal com indicação de (1) chapa com microfone e (2) chapa de vedação.....	46
Figura 4.7 - Desenho de duto para configuração monocanal duplo com indicação de (1) caixas acústicas de controle e (2) chapa de vedação.....	46
Figura 4.8 - Desenho de duto para configuração monocanal duplo com indicação de (1) caixas acústicas de controle e (2) chapa de vedação.....	47
Figura 4.9 – Foto do duto construído com caixas acústicas de controle instaladas.....	47
Figura 4.10 – Elementos e sistemas do controle ativo de ruído em camadas.....	48
Figura 4.11 – Diagrama de blocos do sistema de geração do sinal de ruído principal.....	50
Figura 4.12 – Diagrama de blocos do sistema de geração do sinal de controle.....	51
Figura 4.13 – Diagrama de blocos do sistema de aquisição de sinais.....	52
Figura 4.14 – Diagrama de blocos do sistema de aquisição de sinais para avaliação do controle.....	52
Figura 4.15 – Gráfico do auto-espectro com sensor instalado próximo a fonte primária....	54
Figura 5.1 – Diagrama de blocos do algoritmo genético proposto.....	59
Figura 5.2 – Codificação de um indivíduo.....	60
Figura 5.3 – Duto com indicação de sinal de entrada, sinal de controle e local para medida do sinal de saída.....	61
Figura 5.4 – Exemplo explicativo de cruzamento uniforme.....	65
Figura 5.5 – Gráficos representando as taxas de cruzamento e mutação para 10 gerações.....	67
Figura 5.6 – Gráficos representando o parâmetro Δm em função das gerações.....	67
Figura 5.7 – Corte longitudinal de duto com os elementos do sistema CAR monocanal....	68
Figura 5.8 – Algoritmo genético híbrido: evolução da aptidão do melhor indivíduo para duto sem placa. Sinal de entrada harmônico na frequência de 150 Hz.....	70

Figura 5.9 – Resultado de simulação de duto (sem placa) com sinal de entrada na frequência de 150 Hz e sem controle ativo.....	70
Figura 5.10 – Resultado de simulação de duto (sem placa) com sinal de entrada na frequência de 150 Hz e com controle ativo.....	71
Figura 5.11 – Corte longitudinal de duto com placa divisória e elementos do sistema CAR monocanal duplo.....	71
Figura 5.12 – Algoritmo genético híbrido: evolução da aptidão do melhor indivíduo para duto sem placa. Sinal de entrada harmônico na frequência de 280 Hz.....	72
Figura 5.13 – Resultado de simulação de duto (com placa) com sinal de entrada na frequência de 280 Hz e sem controle ativo.....	73
Figura 5.14 – Resultado de simulação de duto (com placa) com sinal de entrada na frequência de 280 Hz e com controle ativo.....	73
Figura 5.15 – Gráfico da FRI do caminho secundário medido com 500 amostras.....	77
Figura 5.16 – Resultado da simulação do algoritmo LMS para estimativa do caminho secundário com gráficos da FRF medido (real) e estimado.....	78
Figura 5.17 – Comparação entre sinais de saída do sistema CAR no domínio da frequência em banda estreita sem controle e com controle.....	80
Figura 5.18 – Comparação entre sinais de saída do sistema CAR no domínio da frequência em banda de 1/3 de oitava sem controle e com controle.....	80
Figura 5.23 – Gráficos do módulo do sistema $P(z)$ medido e $P(z)$ estimado no domínio da frequência.....	81
Figura 6.1 - Diagrama esquemático do ajuste da taxa de amostragem do sistema de controle.....	84
Figura 6.2 – Diagrama de blocos com os elementos de controle monocanal para estimativa do caminho secundário.....	85
Figura 6.3 – Gráficos do módulo da FRF do caminho secundário medido e estimado.....	86
Figura 6.4 – Gráficos do módulo da FRF do caminho secundário medido e estimado com presença de sinal harmônico na fonte primária.....	87
Figura 6.5 – Gráficos do módulo da FRF do caminho secundário estimado com filtro adaptativo de 40, 80 e 120 coeficientes.....	88
Figura 6.6 – Duto experimental e blocos representativos do sistema de controle ativo de ruído monocanal.....	89
Figura 6.7 – Espectro de frequência em banda estreita para avaliação do desempenho do sistema CAR para duto experimental s/ placa divisória. Frequência do sinal de entrada: 150 Hz.....	89

Figura 6.8 – Espectro de frequência em bandas de 1/3 de oitava para avaliação do desempenho do sistema CAR para duto experimental sem placa divisória. Frequência do sinal de entrada: 150 Hz.....	90
Figura 6.9 – Duto experimental com placa divisória e blocos representativos do sistema de controle ativo de ruído monocanal duplo.....	91
Figura 6.10 – Espectro de frequência em banda estreita para avaliação do desempenho do sistema CAR para duto experimental c/ placa divisória. Frequência do sinal de entrada: 280 Hz.....	91
Figura 6.11 – Espectro de frequência em banda de 1/3 de oitava para avaliação do desempenho do sistema CAR para duto experimental com placa divisória. Frequência do sinal de entrada: 280 Hz.....	92
Figura 6.12 – Gráfico da atenuação em função da frequência do sinal harmônico de entrada.....	92
Figura 6.13 – Espectro de frequência para avaliação do desempenho do sistema CAR para duto experimental com placa divisória para a frequência do sinal de entrada de 300 Hz, com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava.....	93
Figura 6.14 – Espectro de frequência em banda estreita para avaliação do desempenho do sistema CAR para duto experimental com placa divisória. Sinal de entrada composto de sinal harmônico e ruído branco na faixa de 240 a 320 Hz.....	94
Figura 6.15 – Espectro de frequência em banda de 1/3 de oitava para avaliação do desempenho do sistema CAR para duto experimental com placa divisória. Sinal de entrada composto de sinal harmônico e ruído branco na faixa de 240 a 320 Hz.....	94
Figura A1.1 – Diagrama de blocos de um sistema de DSP de tempo real (KUO, S. M.; LEE,B. H.; TIAN, W., 2006).....	111
Figura A1.2 – Gráfico com entrada (tracejado) e saída (traço contínuo) do filtro de reconstrução.....	114
Figura A1.4 – Sistema DSK TMS320C6713: (a) placa e (b) diagrama de blocos (SPECTRUM DIGITAL INCORPORATED, 2003).....	115
Figura A1.5 – Formato de dados: (a) precisão simples e (b) precisão dupla.....	116
Figura A1.6 – Diagrama de blocos funcionais do DSP 6713 (SPECTRUM DIGITAL INCORPORATED, 2003).....	117
Figura A2.1 - Exemplo de ruído binário.....	119
Figura A3.1 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada de 200 Hz, com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava. Atenuação: 9,97 dB.....	121

Figura A3.2 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada de 240 Hz, com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava. Atenuação: 11,57 dB.....	122
Figura A3.3 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada de 320 Hz, com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava. Atenuação: 23,96 dB.....	122
Figura A3.4 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada sinal tonal e ruído na faixa de 275 a 285 Hz com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava. Atenuação: 20,16 dB.....	123
Figura A3.5 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada sinal tonal e ruído na faixa de 265 a 295 Hz com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava. Atenuação: 14,41 dB.....	123
Figura A3.6 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada sinal tonal e ruído na faixa de 0 a 360 Hz com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava.. Atenuação: 4,24 dB.....	124
Figura A3.7 – Gráfico da atenuação em função da frequência do sinal harmônico de entrada.....	124
Figura A3.8 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada de 180 Hz, com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava. Atenuação: 16,16 dB.....	125
Figura A3.9 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada de 200 Hz, com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava. Atenuação: 23,65 dB.....	125
Figura A3.10 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada de 220 Hz, com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava. Atenuação: 14,99 dB.....	126
Figura A4.1 – Desenho em três dimensões da peça principal do duto experimental.....	127
Figura A4.2 – Desenho da peça principal do duto no plano com indicação das linhas de dobra (tracejadas) e detalhes A, B e C.....	127
Figura A4.3 – Desenho da peça principal do duto no plano com indicação das cotas em milímetros.....	128
Figura A4.4 – Detalhe A com cotas em milímetros (referente a Fig. A4.2).....	128
Figura A4.5 – Detalhe B com cotas em milímetros (referente a Fig. A4.2).....	128
Figura A4.6 – Detalhe C com cotas em milímetros (referente a Fig. A4.2).....	129
Figura A4.7 – Chapa divisória interna com cotas em milímetros.....	129

Figura A4.8 – Chapa de vedação de extremidade do duto com corte para instalação de fonte de ruído com cotas em milímetros.....	129
Figura A4.9 – Chapa de vedação de extremidade do duto com cotas em milímetros.....	130
Figura A4.10 – Chapa de vedação para fonte de controle com (a) sem corte e (b) com corte para instalação de fonte de controle.....	130
Figura A4.11 – Chapa de vedação de corte para microfone.....	130

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Alguns resultados da análise modal de duto experimental.....	55
Tabela 5.1 – Dimensões e parâmetros do duto.....	69
Tabela 5.2 – Valores dos parâmetros utilizados na otimização.....	69
Tabela 5.3 – Resultado da otimização para duto sem placa divisória e frequência do sinal de entrada de 150 Hz.....	69
Tabela 5.4 – Resultado da otimização para duto com placa divisória e frequência do sinal de entrada de 280 Hz.....	72
Tabela 5.5 – Descrição dos níveis associados a cada fator para duto sem divisão interna.....	74
Tabela 5.6 – Descrição dos níveis associados a cada fator para duto com divisão interna.....	74
Tabela 5.7 – Matriz experimental para duto sem participação.....	74
Tabela 5.8 – Matriz experimental para duto com participação interna.....	75
Tabela 5.9 – Resultado (em dB) do planejamento fatorial fracionário para o duto simples.	75
Tabela 5.10 – Resultados (em dB) do projeto fatorial para duto com placa divisória interna.....	76
Tabela 6.1 – Atenuação obtida com sinal de entrada composto de tom puro (280 Hz) e ruído branco em faixas de frequência.....	95

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- 2D: Duas dimensões.
- 3D: Três dimensões.
- ADV: Absorvedor Dinâmicos de Vibração.
- ANR: *Active Noise Reduction*
- A/D: Analógico/Digital (conversor).
- ABNT: Associação Brasileira de Normas Técnicas.
- AMO: Análise Modal Operacional.
- AG: Algoritmo Genético.
- ANC: *Active Noise Control*.
- CCS: *Code Composer Studio*.
- CODEC: CODificador – DECodificador.
- D/A: *Digital/Analógico (conversor)*.
- DSP: *Digital Signal Processing ou Digital Signal Processor*.
- DSK: *DSP Starter Kit*.
- EPI: Equipamento de Proteção Individual.
- EMIF: *External Memory Interface*.
- ERA: *Eigensystem Realization Algorithm*.
- FxLMS:*Filtered-x Least Mean Squares*.
- FRF: Função Resposta em Frequência.
- FRI: Função Resposta ao Impulso.
- HPI: *Host Port Interface*.
- IDE: *Integrated Development Environment*.
- LMS: *Least Mean Square*.
- LED: *Light-Emitting Diode*.
- LCD: *Liquid Crystal Display*.
- MAC: *Modal Assurance Criterion*.
- MEF: Método dos Elementos Finitos.
- McBSP:*Multichannel Buffered Serial Port*.
- NBR: Norma Brasileira.

NPS: Nível de Pressão Sonora.

PAIR: Perda Auditiva Induzida por Ruído.

PZT: *Lead Zirconate Titanate*.

RPM: Rotações Por Minuto.

SMC: Síntese Modal de Componentes.

USB: *Universal Serial Bus*.

VGLMS:*Variable step-size Griffiths' LMS*.

LISTA DE SÍMBOLOS

- c_o : Velocidade de propagação da onda acústica no ar (m/s).
- d : Sinal (ruído) de saída da planta P.
- dB : Decibel.
- $dB(A)$: Decibel com filtro ponderador A.
- $d(n)$: Sinal discreto de saída da planta.
- $e(n)$: Sinal discreto de erro.
- $E[.]$: Operador esperança matemática.
- $E(z)$: Transformada z discreta do sinal do erro.
- f_p : Frequência de passagem de pá (Hz).
- f_c : Frequência de corte (Hz).
- $f(x)$: Função de avaliação ou função objetivo.
- f : Frequência (Hz).
- $F(z)$: Função de transferência discreta de realimentação acústica.
- g : Geração corrente.
- j : Parte imaginária de um número complexo.
- L_x : Comprimento na coordenada cartesiana x (m).
- L_y : Comprimento na coordenada cartesiana y (m).
- L_z : Comprimento na coordenada cartesiana z (m).
- L_d : Soma dos comprimentos das arestas do duto (m).
- M : Número de coeficientes do filtro $S(z)$.
- N : Número de coeficientes do filtro $W(z)$.
- N_g : Número de gerações.
- \mathbf{p} : Vetor de correlação cruzada entre o sinal de entrada e o sinal desejado.
- $p(t)$: Pressão acústica em função do tempo (Pa).
- $p_c(g)$: Taxa de cruzamento da geração g .
- $p_m(g)$: Taxa de mutação da geração g .
- P_{real} : Parte real do sinal de pressão acústica.
- P_{imag} : Parte imaginária do sinal de pressão acústica.
- P_{ref} : Pressão de referência.
- $P(z)$: Representação da função transferência da planta primária.

- R :** Matriz de autocorrelação do sinal de entrada.
- S_d :** Área da superfície das paredes do duto (m^2).
- $S(z)$:** Representação da planta secundária.
- $\hat{S}(z)$:** Estimativa da planta secundária.
- T_{co} :** Taxa de cruzamento inicial.
- T_c :** Taxa de cruzamento final.
- t:** tempo (s).
- T_{mo} :** Taxa de mutação inicial.
- T_m :** Taxa de mutação final.
- $W(z)$:** Coeficientes do filtro adaptativo.
- V_d :** Volume do duto (m^3).
- y(n):** Sinal discreto de controle.
- $y_i(n)$:** Sinal discreto de controle filtrado.
- x(n):** Sinal discreto de referência.
- \hat{x}_f :** Sinal de referência filtrado.
- X(z):** Transformada z do sinal de referência.
- Y(z):** Transformada z do sinal do sinal de controle.
- z:** Operador da transformada z.

Lista de Símbolos Gregos

- ξ :** Erro médio quadrático.
- ∇ :** Operador gradiente.
- $\Delta m(g)$:** Valor da mutação para uma determinada geração.
- μ_w :** Passo de adaptação do filtro W(z).
- μ_s :** Passo de adaptação de $\hat{S}(z)$.
- $\sigma^2(n)$:** Potência média do sinal de entrada x(n).
- $v(n)$:** Ruído branco discreto.

SUMÁRIO

CAPÍTULO I	1
INTRODUÇÃO.....	1
1.1 <i>Controle de Ruídos</i>	2
1.2 <i>Trabalhos Anteriores</i>	5
1.3 <i>Objetivos do Trabalho</i>	6
CAPÍTULO II	8
CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM DUTOS	8
2.1 <i>Equações Fundamentais da Acústica</i>	8
2.1.1 Equação de Estado	9
2.1.2 Equação da Continuidade	9
2.1.3 Equação de Euler.....	11
2.1.4 Equação da Onda Acústica em Função da Pressão.....	13
2.2 <i>Acústica em Sistema de Ventilação Industrial</i>	14
2.3 <i>Metodologia Empregada</i>	16
2.3.1 Propagação de Ondas Acústicas em Dutos.....	18
2.3.2 Simulação da Metodologia	21
2.4 <i>Controle Ativo de Ruído</i>	22
2.4.1 Configurações do Controle Ativo	24
2.5 <i>Considerações Finais.....</i>	27
CAPÍTULO III	28
ALGORITMOS DE FILTRAGEM ADAPTATIVA.....	28
3.1 <i>Filtro de Wiener.....</i>	29
3.2 <i>Algoritmo da Máxima Descida.....</i>	31
3.3 <i>Algoritmo LMS.....</i>	31
3.3.1 Estabilidade do Algoritmo LMS.....	32
3.3 <i>Algoritmo FxLMS.....</i>	33
3.4.1 Obtenção da Equação de Atualização dos Coeficientes.....	35
3.4.2 Estimativa do Canal Secundário e Algoritmo FxLMS.....	37
3.5 <i>Considerações Finais.....</i>	41
CAPÍTULO IV	42
PROJETO DO DUTO EXPERIMENTAL	42
4.1 <i>Projeto e Construção do Duto Experimental.....</i>	42
4.1.1 Duto Experimental	42
4.2 <i>Descrição da Instrumentação Utilizada</i>	48
4.2.1 Montagem da Instrumentação	50
4.2.2 Testes Preliminares.....	53

4.3 Análise Modal do Duto	54
4.3 Considerações Finais.....	55
CAPÍTULO V.....	56
OTIMIZAÇÃO E SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE ATIVO DE RUÍDO	56
5.1 Algoritmos Genéticos	56
5.1.1 Técnicas Híbridas.....	58
5.2 Algoritmo Genético Proposto.....	58
5.2.1 Codificação e População Inicial.....	59
5.2.2 Avaliação.....	60
5.2.3 Critérios.....	62
5.2.4 Operadores	63
5.3 Otimização Aplicada ao Duto	68
5.3.1 Duto sem Divisão Interna	68
5.3.2 Duto com Divisão Interna	71
5.4 Simulação do Algoritmo Adaptativo.....	76
5.4.1 Simulação do Algoritmo LMS para Estimativa do Caminho Secundário	76
5.4.2 Simulação do Algoritmo FxLMS.....	78
5.5 Considerações Finais.....	81
CAPÍTULO VI.....	83
AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DO SISTEMA DE CONTROLE ATIVO DE RUÍDO	83
6.1 Dizimação e Interpolação	83
6.2 Estudo da Estimativa Off-line do Caminho Secundário	84
6.3 Duto Experimental sem Divisão Interna.....	88
6.4 Duto Experimental com Divisão Interna.....	90
6.5 Considerações Finais.....	96
CAPÍTULO VII.....	97
CONCLUSÕES E SUGESTÕES.....	97
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	101
ANEXO I.....	109
CONTROLE ATIVO DE TEMPO REAL.....	109
A1.1 Sistemas de Tempo Real.....	110
A1.1.1 Filtro antialiasing	111
A1.1.2 Conversor A/D	112
A1.1.3 Processador Digital de Sinais - DSP	113
A1.1.4 Conversor D/A	114
A1.1.5 Filtro de Reconstrução	114
A1.2 TMS320C6713 DSP Starter Kit (DSK)	115
A1.2.1 DSP TMS320C6713.....	116
A1.2.2 CODEC TLV320 AIC23.....	118

ANEXO II.....	119
ALGORITMO PARA GERAÇÃO DE RUÍDO PSEUDO-ALEATÓRIO.....	119
A2.1 <i>Ruído Pseudo-Aleatório.....</i>	120
ANEXO III.....	121
ALGUNS RESULTADOS EXPERIMENTAIS	121
A3.1 <i>Duto com Fontes de Controle Otimizadas para 280 Hz.....</i>	121
A.3.1.1 Sinal de entrada harmônico	121
A.3.1.2 Sinal de entrada composto de harmônico e ruído branco.....	123
A3.2 <i>Duto com Fontes de Controle Otimizadas para 200 Hz.....</i>	124
A.3.2.1 Atenuação versus frequência	124
A.3.2.2 Sinal de entrada harmônico	125
ANEXO IV	127
DETALHES DO PROJETO DA BANCADA EXPERIMENTAL.....	127

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Vive-se um tempo onde a palavra poluição é sempre discutida em conjunto com outra para caracterizar os grandes problemas da vida moderna: poluição do ar, da água, do solo e até poluição visual. Existe ainda um tipo de poluição que não pode ser vista, mas que vem degradando a saúde de muitas pessoas: a poluição sonora.

A convivência com altos níveis de ruído, que por muito tempo foi exercitada no dia a dia de operários nas fábricas, vem sofrendo alterações com o aumento da consciência coletiva de que são possíveis ambientes que agridam menos a saúde. Atualmente, tem-se feito vários investimentos em pesquisa nas universidades e no meio industrial para garantir um grau de poluição sonora menor do que os praticados no século passado. O empresariado passou a valorizar máquinas e projetos industriais que garantam níveis de pressão sonora adequados, uma vez que em lugares com predominância do baixo nível de ruído a motivação do funcionário melhora, além de tornar também menor o absenteísmo. Outro fator importante é a legislação ambiental, que pune com pesadas multas o desrespeito aos níveis de referência de sons indesejáveis. E por fim, os processos judiciais começam a render grandes indenizações às vítimas de ambientes fabris que atuam fora das normas.

A exposição ao ruído é o problema de saúde ocupacional de maior destaque no meio industrial. Uma das principais causas da incapacidade funcional é justamente a diminuição da capacidade de ouvir – disacusia, pela ocorrência de excesso de barulho no ambiente de trabalho. Os efeitos dessa exposição levam a lesões das células sensoriais do ouvido interno e tem como consequência a perda da audição do trabalhador. Além disso, existem ainda outros malefícios, como dores de cabeça, perda de concentração, estresse, distúrbios cardiovasculares, distúrbios do sono, entre outros (OLIVEIRA FILHO, 2011).

O Ministério da Saúde brasileiro (BRASIL, 2006) afirma que os estudos sobre perda auditiva realizados no Brasil são ainda escassos e associados a alguns ramos da atividade industrial. Portanto, “não há registros epidemiológicos que caracterizem a real situação”. Mesmo assim, estima-se que pelo menos 25% da população exposta, seja portadora de Perda Auditiva Induzida por Ruído (PAIR) em algum grau.

Atividades ruidosas que, no passado, estavam localizadas em regiões mais afastadas, por conta dos incômodos que causavam, aos poucos foram sendo incorporadas ao perímetro urbano em função da rápida transformação da população, de rural em urbana, e da rápida expansão dos limites das cidades (CARNEIRO, 2004). Assim, o ruído das fábricas passou a incomodar populações que vivem nas proximidades. A norma NBR 10151 (2000) estabelece que o nível de pressão sonora em uma área mista (residencial e industrial) é de 55 dB(A) durante o dia e 50 dB(A) para o período noturno. Já em área predominantemente industrial, os níveis podem chegar a 70 dB(A) e 60 dB(A) para os períodos diurno e noturno, respectivamente (ABNT, 2000).

Com base nessas referências, dispostas em norma, as empresas têm procurado se adequar. A conclusão que se chega é que a busca por soluções para os problemas decorrentes de ruídos industriais é uma realidade e tenderá a crescer nos próximos anos.

1.1 Controle de Ruídos

Para realizar o controle do ruído pode-se atuar em três frentes: controle na fonte, controle na trajetória e controle no receptor. Fazer o controle de ruído na fonte pode significar melhoramento das técnicas de manutenção, alteração do projeto dos equipamentos ou mesmo atualização tecnológica: substituição de elementos do sistema por aqueles que apresentem menores níveis de ruído. É importante mencionar que o problema gerado pelo ruído, na maioria das vezes, aparece depois que os equipamentos são instalados. Assim, aplicar o controle de ruído na fonte torna-se, muitas vezes, inviável sob o ponto de vista econômico. Nessa situação, realizar o controle na trajetória de transmissão é mais usual. Soluções do tipo enclausuramento da fonte, barreiras acústicas ou absorção sonora são geralmente empregadas. Por fim, os Equipamentos de Proteção Individual (EPIs), usados no ouvido das pessoas, realizam o que é chamado de controle do ruído no receptor (BISTAFA, 2006; EVEREST, 2001).

Em ambientes industriais, algumas das principais fontes de ruído são constituídas por ventiladores e exaustores acoplados a dutos. A presença desse elemento de transporte de gases pode ser constatada em qualquer tipo de indústria, desde as mais simples até as mais

complexas. Nesses sistemas de ventilação, o ruído é gerado pelo fluxo turbulento do ar, principalmente quando encontra algum obstáculo a ser contornado.

O estudo de redução de ruído em dutos tornou-se, ao longo dos anos, um campo de intensa pesquisa e aplicações, principalmente devido ao potencial industrial e à viabilidade de montagem de sistemas experimentais (ELLIOTT; STOTHERS; NELSON, 1987; DONADON, 2002; JACOBSEN; POULSEN, 2009). Nas fábricas é comum o uso de chaminés de exaustão com grande dimensão transversal. Fala-se nisso porque a maior dimensão da seção transversal de um duto define um parâmetro muito importante para os projetos de cancelamento de ruído: a frequência de corte. A propagação de ondas planas ocorre quando o comprimento de onda é maior que a maior dimensão da sessão transversal do guia de onda. A fronteira que define até onde apenas ondas planas podem propagar é a frequência de corte. Um duto com sinais sonoros que apresentem frequências acima da frequência de corte viabilizam a propagação de modos de alta ordem (HANSEN, 2001).

A abordagem tradicional para controle de ruído acústico em dutos usa técnicas passivas, como silenciadores resistivos e reativos fixos, para atenuar o ruído.

Os silenciadores passivos resistivos possuem elementos dissipativos que atenuam o som pela conversão da energia acústica em energia térmica, causada pelo atrito entre as partículas de gás oscilante e os materiais de absorção sonora (fibrosos ou porosos). No caso dos materiais fibrosos, a energia acústica incidente entra pelos interstícios das fibras, provocando vibrações e realizando a dissipação da energia. Já os materiais porosos, a energia acústica entra pelos poros e dissipa-se por reflexões múltiplas e atrito viscoso (GERGES, 2000).

Os silenciadores reativos apresentam uma geometria tal que garanta reflexão das ondas incidentes. As ondas, ao passarem pelo silenciador, encontram uma mudança de impedância acústica, fazendo que uma parcela da energia retorne em direção à fonte (BIES, D. A.; HANSEN, C., 2009).

As técnicas resistivas são eficientes para atenuação em altas frequências, porém sua prática nas baixas frequências é ineficaz. O motivo é o grande volume de material absorvente que passa a ser necessário (ELLIOTT; NELSON; 1993). Por isso, o controle ativo de ruído (CAR) vem se tornando uma abordagem atraente para redução e tratamento de ruído, uma vez que esse tipo de tratamento é eficiente em baixas frequências.

O projeto CAR começa com um duto que possua uma fonte de ruído em uma de suas extremidades. A técnica de controle ativo tem como elementos os sensores, o sistema de

controle digital e o atuador (BURGES, 1981). A meta do sistema CAR é captar o campo sonoro indesejado no interior do duto e, através do sistema de controle e do atuador, gerar um campo sonoro de mesma magnitude e fase oposta ao ruído, de modo que resulte em um campo sonoro atenuado (HANSEN et al., 2007). A redução do nível de ruído pode alcançar bons resultados, fazendo uso do conhecimento do sistema acústico, da eletrônica e do processador digital de sinais. Na atual fase de desenvolvimento tecnológico, os custos de execução desses projetos já estão bem reduzidos, sendo possível uma aplicação mais efetiva no campo industrial, com a utilização de sistemas monocanal ou multicanal (MELO, 2004).

Nos sistemas de controle, é conhecido por sistema monocanal aquele constituído de apenas um atuador e um sensor de erro. Com base nessa definição, é importante salientar que nos dutos onde aconteça a propagação de sinais sonoros indesejáveis, com presença de apenas o primeiro modo (ondas planas), o sistema de cancelamento ativo de ruído torna-se mais simples (SNYDER, 2000). O sistema multicanal já necessita de vários elementos para viabilizar o controle do ruído. Trata-se de uma solução possível quando o ruído propaga-se apresentando modos de alta ordem. Nesse caso, o CAR torna-se mais dispendioso do ponto de vista econômico e complicado de ser ajustado.

Para a evolução dos sistemas de controle ativo um dos elementos que precisa sofrer alteração é o atuador. Uma proposta de mudança de paradigma associada a esse dispositivo pode ser visto em Kim, et al. (2011). Nesse trabalho o projeto do novo alto-falante usa filme piezo-elétrico associado a um papel eletro-ativo. Uma estrutura como essa pode vir a substituir, em breve, as tradicionais fontes de controle nos projetos CAR.

O campo dos algoritmos adaptativos também vem recebendo inovações. No trabalho de Narasimhan e Veena (2011) apresentam o algoritmo LMS Griffiths de tamanho de passo variável (*VGLMS – Variable step-size Griffiths' LMS*) aplicado ao de controle ativo de ruído com vantagens em termos de velocidade de convergência complexidade computacional em relação a algoritmos tradicionais.

Para o cancelamento de ruído próximo ao ouvido das pessoas existem várias pesquisas para melhoramento dos equipamentos. No trabalho de Graf e Reithmeier (2009) mostram as estratégias de controle ativas de ruído para fones de ouvido definidas como redução ativa de ruído (*ANR – Active Noise Reduction*). Nesse artigo os autores associam um controlador adaptativo na configuração em antecipação (*feedforward*) com controlador em realimentação (*feedback*).

Também no domínio das técnicas de controle passivas o uso de Absorvedores Dinâmicos de Vibrações (ADVs) podem ser instalados em lajes dos edifícios para o atenuação do ruído gerado em um pavimento e propagado no pavimento inferior (HOLANDA, 2012).

1.2 Trabalhos Anteriores

As pesquisas, na área de controle ativo de ruído, desenvolvidas pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Uberlândia muito ajudaram no desenvolvimento deste trabalho. A seguir esses trabalhos serão comentados em ordem cronológica.

1. **Santana (2002)**: nessa dissertação de mestrado a autora realizou, a partir de modelos analíticos desenvolvidos, diversas simulações de controle ativo de ruído utilizando placas retangulares com atuadores piezelétricos nelas instalados. Um sistema de controle *feedforward* não adaptativo procurou controlar a tensão elétrica de ativação dos atuadores piezelétricos de maneira que a potência sonora radiada em campo distante seja minimizada. Um algoritmo genético ainda foi usado para otimizar a posição dos atuadores na placa retangular.
2. **Nunez (2005)**: nessa tese de doutorado o autor desenvolveu modelos analítico-matemáticos da propagação de ruídos 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 numa 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. Foi realizada, então, a parte experimental de sistemas CAR monocanal e multicanal em um duto de seção transversal circular com comparações dos resultados com os resultados dos modelos numéricos;
3. **Delfino (2005)**: nessa dissertação de mestrado foi estudado e implementado em um processador digital de sinais (DSP) diferentes técnicas de CAR monocanal em um duto, com avaliações das vantagens e desvantagens de cada uma delas. Os sistemas de controle com estrutura *feedback*, *feedforward* e híbrido foram montadas e avaliadas. O problema do efeito do caminho secundário no duto foi analisado e alternativas de

identificação desse sistema *off-line* e *on-line* foram discutidas, implementadas e avaliadas;

4. **Nunes (2009)**: nessa tese de doutorado foi proposta uma metodologia para tornar viável o uso do sistema CAR monocanal em dutos de grandes seções transversais. Essa metodologia foi avaliada usando um programa de elementos finitos com posterior desenvolvimento de modelos analítico-matemáticos com o uso da técnica Síntese Modal de Componentes (SMC). A SMC é composta da divisão da estrutura em subestruturas, definição do conjunto de modos de cada componente e acoplamento do modelo modal de cada subestrutura de forma a se obter um sistema completo de ordem reduzida. Com o desenvolvimento dos modelos acústicos, o sistema CAR virtual pode ser viabilizado com otimização da posição dos atuadores.

1.3 Objetivos do Trabalho

É comum encontrar nas indústrias dutos com exaustores e ventiladores que geram níveis de ruído acima do recomendado para funcionários e/ou comunidades circunvizinhas. Para esse caso, no espectro do ruído, predominam as baixas frequências. Por isso, as técnicas de controle de ruído passivas não são aplicadas. Os exaustores e ventiladores das fábricas são geralmente acoplados a dutos com grandes dimensões. Nessas guias de onda acontece a propagação do ruído com modos de alta ordem.

Uma solução para esse problema é empregar controle ativo multicanal, composto de vários sensores, atuadores e placas eletrônicas com sofisticados e caros circuitos digitais, além de complexos algoritmos de controle adaptativos. Contudo, pode-se utilizar a metodologia apresentada por Nunes (2009) e dividir a seção transversal do duto para obtenção de cavidades menores. Cada nova cavidade irá apresentar uma frequência de corte maior e, consequentemente, uma maior faixa do espectro com a propagação de ondas planas.

O principal objetivo deste trabalho é desenvolver uma metodologia de projeto e implementação de controle acústico em dutos de grandes dimensões físicas. Nesses dutos são aplicados sinais acústicos com a propagação de modos de alta ordem. Faz-se o uso da técnica de fragmentar a geometria do duto, para que ali as ondas sonoras sejam compostas de apenas ondas planas (NUNES, 2009). Tendo em mãos sistemas acústicos mais simples, é possível o emprego do método de controle acústico monocanal aplicado a cada nova cavidade gerada. Nessa nova configuração, a quantidade de sensores e atuadores diminui e o ajuste de cada controlador fica facilitado. Os objetivos são, a seguir, expressos de forma mais detalhada:

- i. Estudar a aplicação do controle ativo de ruído em dutos usando um modelo acústico do duto desenvolvido com um programa de elementos finitos;
- ii. Estudar o algoritmo FxLMS e realizar as simulações para aplicá-lo na implementação do sistema de controle do duto;
- iii. Desenvolver uma metodologia de projeto de controle ativo de ruído em dutos através de modelos dos sistemas acústicos e dos algoritmos adaptativos para avaliação do controle ativo;
- iv. Construir um duto experimental com versatilidade suficiente para alterar a posição dos sensores e dos atuadores e realizar divisão de sua seção transversal, criando duas novas cavidades;
- v. Desenvolver a implementação do controle ativo de ruído monocanal (para o duto experimental sem divisão interna) e monocanal duplo (para o duto experimental com duas cavidades), utilizando placas de controle com: sistema de aquisição de dados, canais de entrada e saída analógicos e processador digital de sinais, e
- vi. Apresentar os resultados da metodologia de fragmentação geométrica do duto e do controle ativo de ruído empregado.

Para atingir os objetivos, o presente trabalho foi organizado da seguinte forma:

- Capítulo II: onde é apresentado como foi construído o modelo acústico e principais técnicas de controle ativo de ruído em dutos;
- Capítulo III: no qual é feita a descrição das técnicas digitais e dos algoritmos adaptativos;
- Capítulo IV: que trata do projeto e da construção do duto experimental e também detalha a instrumentação utilizada;
- Capítulo V: onde se aborda aspectos relativos a otimização, por meio de algoritmo genético e a simulação do sistema CAR monocanal;
- Capítulo VI: onde tem-se a análise do duto experimental sem partição e particionado, se apresenta a implementação dos experimentos e dos resultados obtidos após a aplicação dos sistemas de controle ativo de ruído monocanal;
- Capítulo VII: contém as considerações sobre o protótipo construído, os resultados obtidos e apresenta algumas sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO II

CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM DUTOS

Um sistema de controle ativo de ruído em duto tem a característica de ser multidisciplinar. De uma forma simples, eles podem ser entendidos como a junção de dois subsistemas: um sistema mecânico (propagação de ondas sonoras) e um sistema eletro-eletrônico (sensores, atuadores e sistema digital para realizar o controle). Assim, é importante ter a consciência de que a interação entre o mundo acústico com o eletro-eletrônico e vice-versa acaba por desencadear aumento de complexidade em um projeto onde a ação de cada variável, presente nos subsistemas, causa interferência no desempenho das demais (SHIN, K.; HAMMOND, J. K., 2008).

Este capítulo tem o objetivo de estudar o sinal que será usado como ruído do sistema CAR para que se possa implementar simulações e o protótipo experimental. Procura-se ainda a caracterização do sistema acústico, no que diz respeito às formas de propagação do ruído no interior do duto, conhecer as estratégias e configurações de controle e as opções de algoritmos adaptativos.

2.1 Equações Fundamentais da Acústica

A equação que descreve o fenômeno da propagação acústica é a equação de Helmholtz. Para a formulação dessa equação é necessário combinar as equações de estado, continuidade e Euler para que se obtenha uma equação diferencial com uma variável independente.

2.1.1 Equação de Estado

Inicia-se o desenvolvimento a partir da equação de estado, obtida através da equação de Poisson linearizada (KINSLER *et al*, 1982) que caracteriza o comportamento de um gás adiabático (hipótese teórica na qual não há trocas de energia térmica no fluido).

$$P - P_o = p = \beta \frac{(\rho - \rho_o)}{\rho_o} = \beta s \quad (2.1)$$

onde p é a pressão acústica, definida pela diferença entre a pressão instantânea P e a pressão de equilíbrio no fluido P_o . O módulo volumétrico adiabático é dado por β , constante determinada experimentalmente. A densidade instantânea é ρ e ρ_o é a densidade de equilíbrio. Portanto, $(\rho - \rho_o)$ é a variação da densidade e s é a taxa de variação de densidade do fluido, também conhecida como taxa de condensação. Segundo Kinsler *et al* (1982), a restrição essencial desta equação é que a condensação seja pequena, $s \ll 1$.

2.1.2 Equação da Continuidade

O próximo passo é encontrar uma relação entre a velocidade da partícula de um fluido \vec{v} e a densidade instantânea ρ , chamada de equação da continuidade.

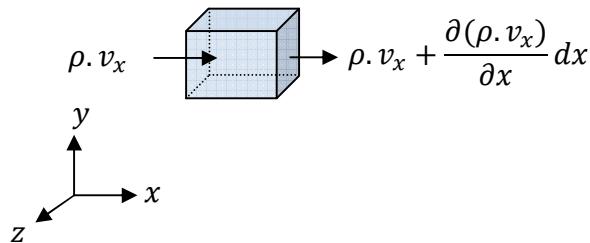


Figura 2.1 – Fluxo de massa na direção x através de um volume infinitesimal.

Na Figura 2.1 considera-se o fenômeno de transporte de massa num elemento de volume infinitesimal $dV = dx \cdot dy \cdot dz$, na direção x . O fluxo de massa pode ser escrito através da relação (KINSLER *et al*, 1982):

$$\left\{ \rho \cdot v_x - \left[\rho \cdot v_x + \frac{\partial(\rho \cdot v_x)}{\partial x} dx \right] \right\} dy \cdot dz = - \frac{\partial(\rho \cdot v_x)}{\partial x} dV \quad (2.2)$$

Generalizando a Eq. 2.2 nas direções y e z obtém-se:

$$-\left[\frac{\partial(\rho \cdot v_x)}{\partial x} + \frac{\partial(\rho \cdot v_y)}{\partial y} + \frac{\partial(\rho \cdot v_z)}{\partial z}\right] dV = -[\nabla \cdot (\rho \cdot \vec{v})] dV \quad (2.3)$$

onde ∇ é o operador divergente. A taxa de crescimento da massa em dV , fluxo de massa, também pode ser expressa por $\frac{\partial \rho}{\partial t} dV$, e igualando com a Eq. 2.3 tem-se:

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} dV = -[\nabla \cdot (\rho \cdot \vec{v})] dV \quad (2.4)$$

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \nabla \cdot (\rho \cdot \vec{v}) = 0 \quad (2.5)$$

A Equação 2.5 é conhecida como equação da continuidade. Como a segunda parcela dessa equação envolve o produto da velocidade da partícula pela densidade instantânea, ambas variáveis acústicas, trata-se então de uma equação não linear.

A densidade instantânea pode ser expressa em função da condensação:

$$\rho = \rho_o(1 + s) \quad (2.6)$$

A Equação 2.5 pode ser linearizada. Considerando-se s infinitesimal, $\rho \cong \rho_o$, e ρ_o constante no tempo e no espaço, tem-se:

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \nabla \cdot (\rho \cdot \vec{v}) = 0 \quad (2.7)$$

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} \cdot \frac{1}{\rho_o} + \nabla \cdot (\vec{v}) = 0 \quad (2.8)$$

$$\frac{\partial \left(\frac{\rho}{\rho_o}\right)}{\partial t} + \nabla \cdot (\vec{v}) = 0 \quad (2.9)$$

$$\frac{\partial \left(\frac{\rho_o(1+s)}{\rho_o}\right)}{\partial t} + \nabla \cdot (\vec{v}) = 0 \quad (2.10)$$

$$\frac{\partial(1+s)}{\partial t} + \nabla \cdot (\vec{v}) = 0 \quad (2.11)$$

$$\frac{\partial s}{\partial t} + \nabla \cdot (\vec{v}) = 0 \quad (2.12)$$

A Equação 2.12 é conhecida como equação linearizada da continuidade. Combinando a equação de estado (2.1) e a equação anterior, obtém-se uma equação que relaciona a pressão com o deslocamento da partícula. Integrando a Eq. 2.12 em relação ao tempo, obtém-se:

$$\int_0^t \left(\frac{\partial s}{\partial t} + \nabla \cdot \vec{v} \right) dt = 0 \quad (2.13)$$

$$s + \int_0^t \nabla \cdot \vec{v} dt = 0 \quad (2.14)$$

$$\int_0^t \nabla \cdot \vec{v} dt = \nabla \cdot \int_0^t \vec{v} dt = \nabla \cdot \int_0^t \frac{\partial \vec{u}}{\partial t} dt = \nabla \cdot \vec{u} \quad (2.15)$$

onde \vec{u} é definida como a posição da partícula. Da Equação 2.14 e 2.15 vem:

$$s = -\nabla \cdot \vec{u} \quad (2.16)$$

Combinando com a equação de estado 2.1, tem-se:

$$\rho = -\beta \cdot \nabla \cdot \vec{u} \quad (2.17)$$

2.1.3 Equação de Euler

A equação de Euler permite relacionar a pressão acústica p com a velocidade instantânea \vec{v} . É obtida a partir da consideração de um volume infinitesimal $dV = dx \cdot dy \cdot dz$ que se move com o fluido, com massa específica infinitesimal dm . Os efeitos da viscosidade no movimento do fluido podem ser desprezados ao se considerar o fluido adiabático e não viscoso.

Pela segunda lei de Newton é possível obter a expressão para uma força infinitesimal:

$$d\vec{f} = dm \cdot \vec{a} \quad (2.18)$$

Na direção x a componente da força infinitesimal pode ser representada em termos de pressão interna instantânea P como:

$$df_x = \left[P - \left(P + \frac{\partial P}{\partial x} dx \right) \right] dy \cdot dz = -\frac{\partial P}{\partial x} dV \quad (2.19)$$

Analogamente essa expressão pode ser escrita nas direções das forças df_y e df_z , através do operador gradiente:

$$d\vec{f} = -\frac{\partial P}{\partial x} \cdot dV \cdot \vec{i} - \frac{\partial P}{\partial y} \cdot dV \cdot \vec{j} - \frac{\partial P}{\partial z} \cdot dV \cdot \vec{k} = -\nabla P \cdot dV \quad (2.20)$$

Uma partícula do fluido possui velocidade instantânea $\vec{v}(x, y, z, t)$ estando esta em uma posição (x, y, z) e em um determinado instante de tempo t . Ao se deslocar para uma nova posição $(x + dx, y + dy, z + dz)$ em um tempo $t + dt$, a partícula adquire uma nova velocidade $\vec{v}(x + dx, y + dy, z + dz, t + dt)$. Sendo a aceleração definida por:

$$\vec{a} = \frac{d\vec{v}}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left[\frac{\Delta \vec{v}}{\Delta t} \right] = \lim_{dt \rightarrow 0} \left[\frac{\vec{v}(x + dx, y + dy, z + dz, t + dt) - \vec{v}(x, y, z, t)}{dt} \right] \quad (2.21)$$

e a velocidade definida como $\vec{v} = \frac{d\vec{u}}{dt}$, onde \vec{u} é a posição da partícula. Pode-se então desenvolver:

$$\vec{a} = \lim_{dt \rightarrow 0} \left[\frac{\vec{v}(x + v_x \cdot dt, y + v_y \cdot dt, z + v_z \cdot dt, t + dt) - \vec{v}(x, y, z, t)}{dt} \right] \quad (2.22)$$

Como os incrementos nas variáveis são infinitesimais, a velocidade instantânea no tempo $t + dt$ pode ser obtida pela expressão de Taylor até o termo da derivada primeira.

$$\begin{aligned} & \vec{v}(x + v_x \cdot dt, y + v_y \cdot dt, z + v_z \cdot dt, t + dt) \\ &= \vec{v}(x, y, z, t) + \frac{\partial \vec{v}}{\partial x} v_x \cdot dt + \frac{\partial \vec{v}}{\partial y} v_y \cdot dt + \frac{\partial \vec{v}}{\partial z} v_z \cdot dt + \frac{\partial \vec{v}}{\partial t} dt \end{aligned} \quad (2.23)$$

Dessa maneira a equação 2.22 torna-se:

$$\begin{aligned} \vec{a} &= \lim_{dt \rightarrow 0} \left[\frac{\vec{v}(x, y, z, t) + \frac{\partial \vec{v}}{\partial x} v_x \cdot dt + \frac{\partial \vec{v}}{\partial y} v_y \cdot dt + \frac{\partial \vec{v}}{\partial z} v_z \cdot dt + \frac{\partial \vec{v}}{\partial t} dt - \vec{v}(x, y, z, t)}{dt} \right] \\ \vec{a} &= \lim_{dt \rightarrow 0} \left[\frac{\frac{\partial \vec{v}}{\partial x} v_x \cdot dt + \frac{\partial \vec{v}}{\partial y} v_y \cdot dt + \frac{\partial \vec{v}}{\partial z} v_z \cdot dt + \frac{\partial \vec{v}}{\partial t} dt}{dt} \right] \\ \vec{a} &= \lim_{dt \rightarrow 0} \left[\frac{\partial \vec{v}}{\partial x} v_x + \frac{\partial \vec{v}}{\partial y} v_y + \frac{\partial \vec{v}}{\partial z} v_z + \frac{\partial \vec{v}}{\partial t} \right] \end{aligned} \quad (2.24)$$

Assim a aceleração é expressa por:

$$\vec{a} = \left[\frac{\partial \vec{v}}{\partial t} + v_x \frac{\partial \vec{v}}{\partial x} + v_y \frac{\partial \vec{v}}{\partial y} + v_z \frac{\partial \vec{v}}{\partial z} \right] \quad (2.25)$$

Definindo o operador vetorial $(\vec{v} \cdot \nabla)$ como:

$$(\vec{v} \cdot \nabla) = v_x \frac{\partial}{\partial x} + v_y \frac{\partial}{\partial y} + v_z \frac{\partial}{\partial z} \quad (2.26)$$

A aceleração pode ser escrita como:

$$\vec{a} = \frac{\partial \vec{v}}{\partial t} + (\vec{v} \cdot \nabla)(\vec{v}) \quad (2.27)$$

A massa infinitesimal dm pode ser escrita como:

$$dm = \rho \cdot dV \quad (2.28)$$

Substituindo as equações 2.20, 2.27 e 2.28 em 2.18, tem-se:

$$-\nabla P \cdot dV = \left[\frac{\partial \vec{v}}{\partial t} + (\vec{v} \cdot \nabla)(\vec{v}) \right] \cdot \rho \cdot dV \quad (2.29)$$

$$-\nabla P = \left[\frac{\partial \vec{v}}{\partial t} + (\vec{v} \cdot \nabla)(\vec{v}) \right] \cdot \rho \quad (2.30)$$

A Equação 2.30 é conhecida com a equação de Euler para fluidos não viscosos. A consideração da condensação infinitesimal, isto é $s \ll 1$, implica em $\rho \approx \rho_0$. Se a pressão de equilíbrio no fluido P_0 for constante, $\nabla P = \nabla p$, lembrando que $p = P - P_0$. Outra simplificação possível é a consideração de $|(\vec{v} \cdot \nabla)(\vec{v})| \ll \left| \frac{\partial \vec{v}}{\partial t} \right|$. Através dessas hipóteses, isto é, substituindo ρ por ρ_0 na Eq. 2.30 e desconsiderando o termo $(\vec{v} \cdot \nabla)(\vec{v})$ é possível obter a Eq. 2.30 na forma linearizada, válida para fenômenos acústicos de pequena amplitude:

$$\rho_0 \cdot \frac{\partial \vec{v}}{\partial t} + \nabla p = 0 \quad (2.31)$$

2.1.4 Equação da Onda Acústica em Função da Pressão

As equações 2.1, 2.12 e 2.31 podem ser consideradas em uma única equação diferencial com uma única variável dependente. Aplicando o operador divergente a Eq. 2.31, obtém-se:

$$\rho_0 \cdot \nabla \cdot \frac{\partial \vec{v}}{\partial t} = -\nabla \cdot (\nabla p) = -\nabla^2 p \quad (2.32)$$

Na equação acima ∇^2 é o operador Laplaciano.

$$\nabla \cdot \frac{\partial \vec{v}}{\partial t} = - \frac{\nabla^2 p}{\rho_o} \quad (2.33)$$

Derivando a Eq. 2.12 em relação ao tempo e considerando que $\nabla \cdot \left(\frac{\partial \vec{v}}{\partial t} \right) = \frac{\partial (\nabla \cdot \vec{v})}{\partial t}$:

$$\frac{\partial^2 s}{\partial t^2} + \nabla \cdot \frac{\partial \vec{v}}{\partial t} = 0 \quad (2.34)$$

Substituindo a Eq. 2.33 na Eq. 2.34, tem-se:

$$\frac{\partial^2 s}{\partial t^2} - \frac{\nabla^2 p}{\rho_o} = 0 \quad (2.34)$$

Da Equação 2.1 deriva-se a relação $s = \frac{p}{\beta}$, que substituída na Eq. 2.35 resulta:

$$\frac{1}{\beta} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} - \frac{\nabla^2 p}{\rho_o} = 0 \quad (2.36)$$

$$\frac{\partial^2 p}{\partial t^2} - \frac{\beta}{\rho_o} \nabla^2 p = 0 \quad (2.37)$$

Onde a constante $c = \sqrt{\frac{\beta}{\rho_o}}$, chamada de velocidade de propagação da onda acústica, pode ser escrita como $c^2 = \frac{\beta}{\rho_o}$, substituindo na Eq. 2.37 obtém-se a equação homogênea da onda linearizada expressa em termos da pressão acústica:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial t^2} - c^2 \nabla^2 p = 0 \quad (2.37)$$

A Equação 2.37 expressa a propagação de uma onda na ausência de fontes e sorvedouros.

2.2 Acústica em Sistema de Ventilação Industrial

Ventiladores e exaustores são máquinas de fluxo motoras que transferem energia a gases, através da ação de um rotor e pás. Esses equipamentos são apresentados em dois modelos: de fluxo axial e de fluxo centrifugo. Esse último é mais utilizado na indústria por apresentar altas pressões estáticas e grandes velocidades de fluxo (GERGES, 2000). Uma foto de umas dessas máquinas rotativas pode ser vista na Fig. 2.2.

O ruído produzido por ventiladores ou exaustores é do tipo banda larga (MUNJAL, 1987). Esse ruído aerodinâmico tem característica espectral como mostrado na Fig. 2.3. O gráfico apresentado na referida figura foi obtido da coleta de sinal produzido por um exaustor de 16 pás. Esse sinal é composto por componentes de caráter determinístico, e outros de caráter aleatório.



Figura 2.2 – Foto de um exaustor acoplado a dutos industriais.

O componente determinístico é conhecido como frequência de passagem de pá. Toda vez que uma pá passa por um determinado ponto, o ar nas proximidades recebe um impulso. A taxa de repetição dos impulsos, a frequência de pás, determina no sinal a frequência fundamental () e seus harmônicos ().

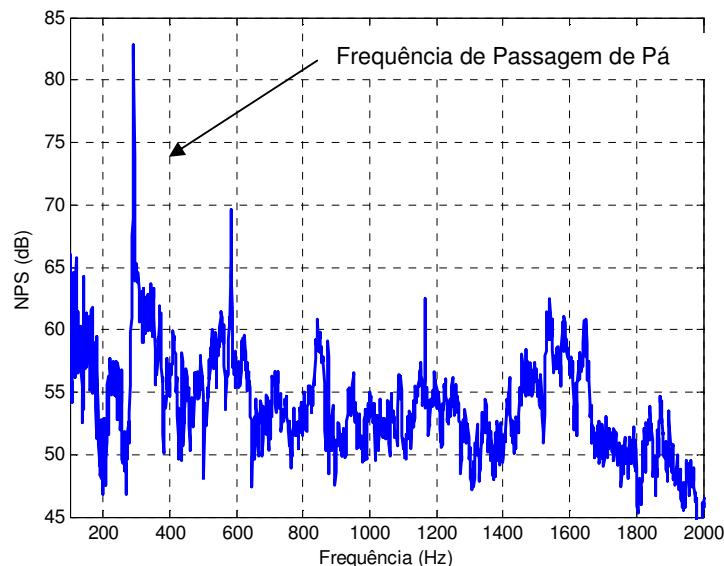


Figura 2.3 – Espectro típico do ruído de um ventilador ou exaustor.

A frequência fundamental, definida pela passagem de pás de ventiladores ou exaustores industriais, encontra-se na faixa de 100 a 500 Hz (NUNES, 2009). Para calculá-la, realiza-se o

produto entre o número de pás do equipamento e a velocidade de rotação da máquina em RPM (rotações por minuto). O resultado desse produto é dividido 60 para se ter a frequência de passagem de pá em Hz (GERGES, 2000).

Já os componentes aleatórios são gerados em regiões de fluxo turbulento e vórtices. Ainda nessa categoria existe ainda a contribuição de ruídos de origem mecânica, emitidos por vibrações da parte estrutural, das pás, devido a atrito em mancais ou devido a desbalanceamentos, entre outros.

As tubulações e dutos, do ponto de vista acústico, são guia de onda e funcionam como transportadores do ruído gerado pelo equipamento de ventilação ou exaustão (MONTGOMERY; McDOWALL, 2009).

Na Figura 2.4 tem-se a foto de tubulações típicas encontradas nas indústrias. É importante ressaltar que são grandes as dimensões desses sistemas de tubulação e que o ruído gerado pelo exaustor é propagado até a saída do duto, prejudicando a saúde dos trabalhadores da empresa e das pessoas que, por ventura, residam nas proximidades (MACINTYRE, 1990).



Figura 2.4 – Tubulações para exaustão em uma indústria (NUNES, 2009).

2.3 Metodologia Empregada

No meio industrial é cada vez mais urgente o desenvolvimento de técnicas CAR para aplicação em dutos de grandes dimensões, visando uma melhora do desempenho e redução dos custos de implantação (NUNES, 2009).

À medida que a seção transversal do duto aumenta, o projeto CAR passa a exigir uma grande quantidade de sensores e atuadores, que trabalham com potências elevadas devido às dimensões do sistema a ser controlado. Nessas condições, o investimento financeiro é alto. Além disso, a eficiência do controle é altamente comprometida caso a posição dos sensores e atuadores não esteja otimizada, o que exige a presença de recursos humanos muito especializados. Por outro lado, o controle de ondas planas já está amplamente divulgado na literatura e trabalhos científicos, com a maior parte das dificuldades já superadas.

Um duto com grande seção transversal faz com que a propagação da onda sonora, no seu interior, apresente modos acústicos de alta ordem (ZANDER, A. C.; HANSEN, C. H., 1992 e 1993). Assim, o CAR para dutos industriais é comumente desenvolvido a partir de um sistema de controle multicanal (KUO, S. M.; MORGAN, D. R., 1999). Uma das regras do CAR diz que para cada modo a ser controlado, deve existir um sistema de controle atribuído ao mesmo. Sendo assim, para cada n modos existentes, deve haver, no mínimo, n atuadores e n sensores (ELLIOTT S. J., 2001). Com isso, esses sistemas utilizam múltiplas fontes de controle (alto-falantes) e múltiplos sensores de referência e erro (microfones). A complexidade do projeto aumenta ainda mais devido a maior interação entre cada uma das muitas variáveis do projeto (KUO; PANAHÍ, 1996).

Devido às dificuldades de implementação de um sistema multicanal, tendo em vista a importância dos sistemas de exaustão e tubulações nas indústrias e considerando ainda que esses dispositivos são fontes de ruído altamente significativas, Nunes (2009) desenvolveu uma metodologia para ser utilizada em dutos com modos de propagação de alta ordem. A estratégia é simplificar o sistema acústico e passar a usar o controle ativo do tipo monocanal. Esse trabalho tem seu foco voltado às ondas planas para se aproveitar as facilidades e bons resultados dos projetos onde as mesmas estão inseridas.

Para um duto onde ocorre propagação sonora com modos de alta ordem, a metodologia mencionada faz a inserção de outro duto concêntrico (caso o duto principal tenha seção transversal circular) ou placas (caso o duto principal tenha seção transversal retangular). Dessa forma, as ondas que propagam nas novas cavidades tornam-se planas. Assim, após a colocação de n partições, têm-se $n+1$ sistemas de controle monocanal, menos complexos que se comparados com um sistema multicanal. No trabalho de Nunes (2009) foi desenvolvido ainda um modelo modal da configuração proposta para o duto, utilizando o método de Síntese Modal de Componentes (SMC), uma alternativa ao Método dos Elementos Finitos (MEF).

A Figura 2.5 refere-se a um duto com comprimento L_z e seção transversal retangular $L_x \times L_y$, onde a divisão interna é realizada pela inserção de uma placa. O duto da Fig. 2.5(a) é a configuração inicial do problema. No duto Fig. 2.5(b) é colocada a placa divisória para que os modos de alta ordem tornem-se planos no interior das cavidades.

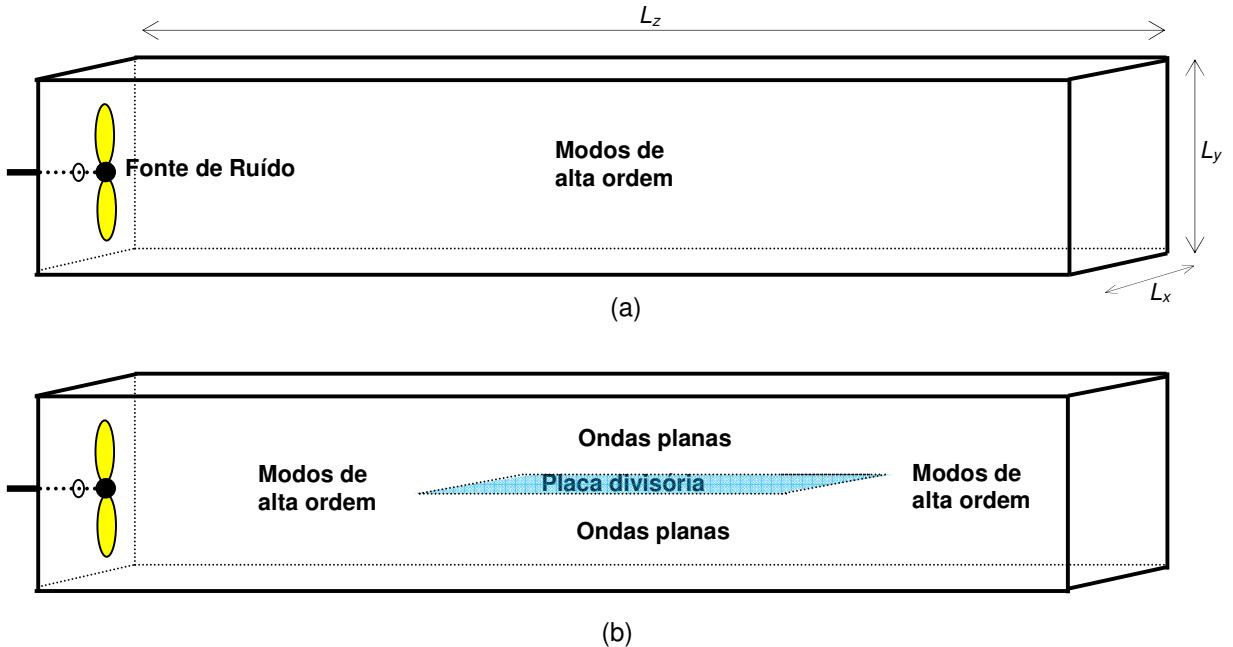


Figura 2.5 - Metodologia para duto de dimensões $L_z \times L_x \times L_y$ com seção transversal retangular com (a) duto sem divisão interna e (b) duto com divisão interna.

2.3.1 Propagação de Ondas Acústicas em Dutos

Dado um duto retangular uniforme com comprimento L_z e lados da seção transversal L_x e L_y , conforme mostrado na Fig. 2.5(a), onde a maior dimensão da seção transversal é L_y , e sabendo que c_0 é a velocidade do som no ar, tem-se a frequência de corte para o duto dada por:

$$f_c = \frac{c_0}{2L_y} \quad (2.38)$$

A frequência de corte de um duto define o limite para propagação de ondas planas (modo fundamental). Quando a frequência de excitação do sistema torna-se alta, consequentemente seu comprimento de onda torna-se comparável com as dimensões de sua

seção transversal. Então, não somente ondas planas propagam-se no interior do mesmo, mas também os modos de alta ordem (ELLIOTT, 2001).

A utilização da Eq. 2.38 com velocidade do som no ar (c_0) de 342 m/s em um duto retangular e uniforme de comprimento (L_z) de 6.000 milímetros e lados de 900 milímetros e 450 milímetros (L_x e L_y , respectivamente), tem-se como frequência de corte o valor 190 Hz. Aplicando a Eq. 2.39, verifica-se que o número de modos de alta ordem (N), capazes de propagar, aumenta significativamente com a frequência de excitação de entrada.

$$N = \frac{4\pi V_d}{3c_0^3} f^3 + \frac{\pi S_d}{4c_0^2} f^2 + \frac{L_d}{8c_0} f \quad (2.39)$$

onde f é a frequência que excita o duto, S_d é a área da superfície das paredes do duto, L_d é a soma dos comprimentos das arestas do duto e V_d é o volume do duto (GERGES, 2000).

Para o duto dimensionado no parágrafo anterior, o gráfico presente na Fig. 2.6 apresenta o número de modos que propagam em seu interior em função da frequência de excitação do sinal de entrada.

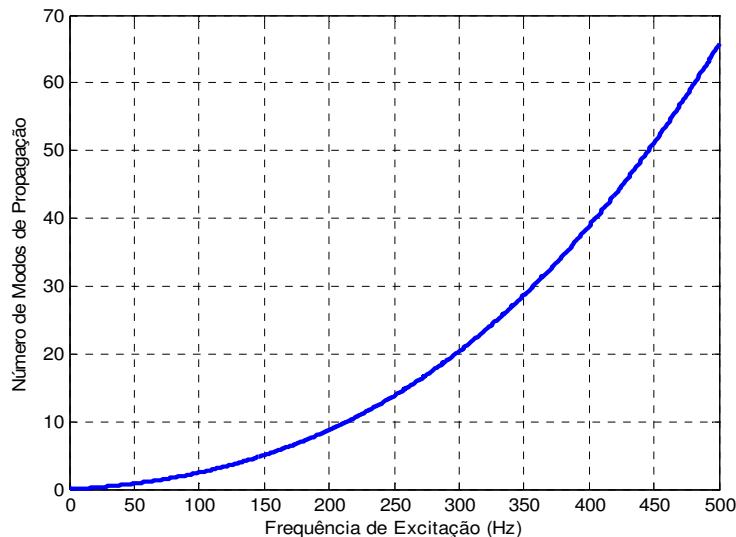


Figura 2.6 - Número de modos propagando em um duto retangular pela frequência do sinal.

Na simulação do duto anteriormente definido, foi usado o MEF com modelamento em duas dimensões, visando a obtenção de um modelo acústico mais simples e de menor complexidade computacional. Com o uso dessa ferramenta, pode-se observar a forma de

propagação da onda acústica. O programa usado é o ANSYS® e o elemento escolhido na simulação é FLUID29.

As propriedades físicas do fluido na simulação foram: densidade do fluido de $1,21 \text{ Kg/m}^3$ e velocidade do som de 342 m/s (ar a 20°C). A pressão de referência usada é de $20 \cdot 10^{-6}$ Pascal. A excitação do sistema foi realizado com sinal senoidal com amplitude de 1 Pascal e com defasagem de $\pi/4$ radianos. Isso equivale dizer que a fonte de ruído (fonte primária) possui parte real e parte imaginária iguais a 0,707 Pascal. Para finalizar a caracterização dessa fonte, utiliza-se a frequência de excitação no valor de 150 Hz (valor abaixo da frequência de corte do duto).

Na Figura 2.7 pode-se observar a formação de ondas planas no interior do duto com a excitação harmônica na frequência de 150 Hz. Na escala de cores podem-se observar os valores do Nível de Pressão Sonora (NPS) em dB.

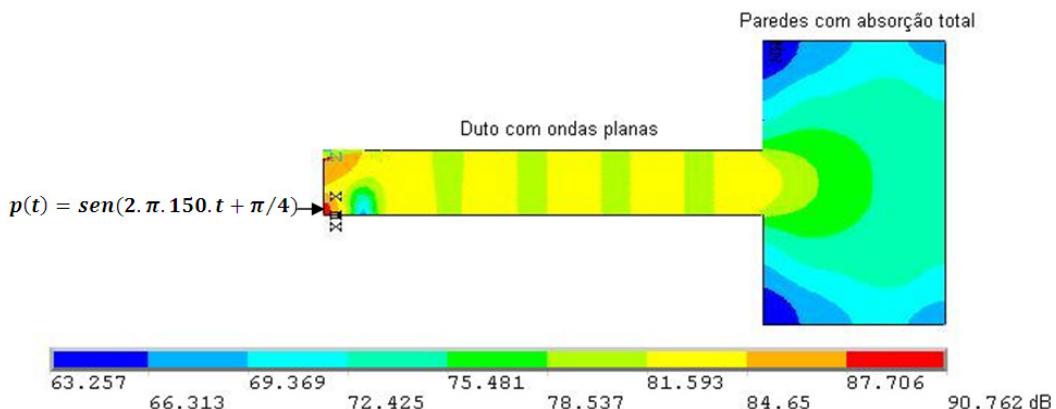


Figura 2.7 – Simulação de duto com excitação harmônica de 150 Hz, resultado em dB.

Ainda na Fig. 2.7, observa-se que foi criado um retângulo, na saída do duto, cujas paredes realizam a absorção total da onda incidente. Assim, nenhuma reflexão da onda acústica irá ocorrer. Esse componente se faz necessário para simular a propagação da onda acústica que sai do duto sem obstáculos, similar ao campo livre. Além disso, muitas medidas de desempenho do controle foram realizadas a 1 metro da saída do duto em questão.

Agora, se o sinal de excitação senoidal possuir frequência de 250 Hz (valor acima da frequência de corte do duto), será possível observar modos de alta ordem. Na Figura 2.8 é apresentado o resultado do uso do modelo acústico desenvolvido para retratar essa situação.

Uma vez que o duto apresente modos de propagação de alta ordem, o campo sonoro, ao longo da seção transversal, não é constante. Portanto a posição dos sensores e alto-falantes, ao longo do plano transversal ao comprimento do duto, torna-se extremamente

importante. Isso não acontece quando há propagação somente de ondas planas. Se a frente de onda é plana, não ocorre variação de pressão ao longo do plano da seção transversal.

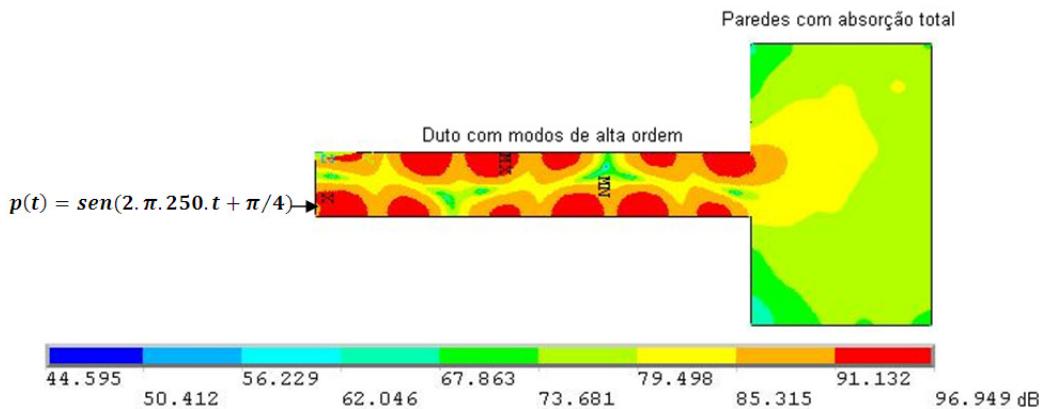


Figura 2.8 – Simulação de duto com excitação harmônica de 250 Hz, resultado em dB.

2.3.2 Simulação da Metodologia

Partindo de um duto com propagação de ondas multimodal, será aplicada a metodologia de divisão interna e montagem de cavidades menores para que as ondas contenham modo único dentro das mesmas (NUNES, 2009). Dessa forma, pode-se utilizar somente o controle ativo monocanal. Na Figura 2.9 é mostrado o resultado da simulação da metodologia no modelo acústico desenvolvido, com sinal de entrada com frequência de 250 Hz.

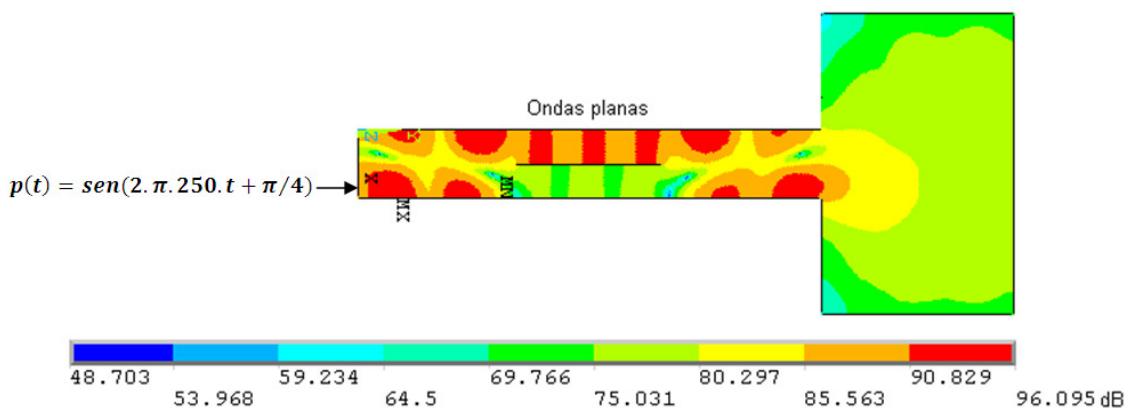


Figura 2.9 – Simulação de duto com excitação harmônica de 250 Hz, apresentando modos de alta ordem e ondas planas.

Com a criação das duas novas cavidades e com ondas planas propagando no interior das mesmas, agora até a frequência de 380 Hz, será possível a instalação de dois sistemas monocanais. Uma vantagem dessa estratégia é a maior facilidade para se conseguir a convergência dos algoritmos adaptativos.

2.4 Controle Ativo de Ruído

O controle ativo de ruído é um sistema que envolve a acústica e a eletrônica para realizar o cancelamento de sinais acústicos desagradáveis. Portanto, envolve a mecânica, a eletrônica e também algoritmos de processamento de sinais para atingir seus objetivos.

A Figura 2.10 apresenta alguns componentes e detalha os domínios de atuação de um sistema CAR monocanal.

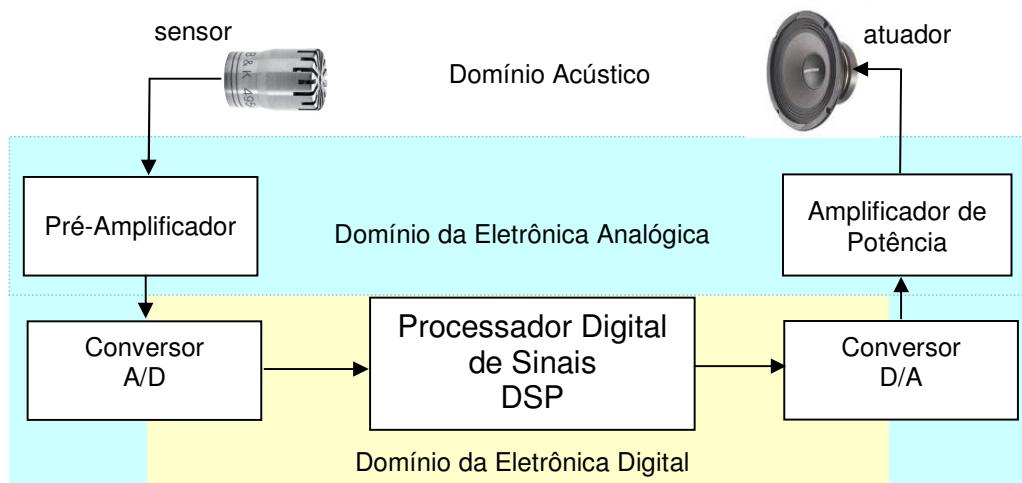


Figura 2.10 – Diagrama esquemático de um sistema de cancelamento ativo de ruído.

Um sistema CAR monocanal, com todos os seus componentes, é apresentado na Fig. 2.11. O objetivo do controle é a identificação do sistema conhecido como caminho primário. Para isso a fonte de ruído faz propagar no duto um sinal que, primeiramente, é captado pelo microfone de referência e repassado para os algoritmos de controle do DSP (HAVELOCK; KUWANO; VOLANDER, 2008). O controle geralmente usa o algoritmo FxLMS, que será abordado no capítulo III, para se definir, em tempo real, o sinal de controle. Esse sinal é entregue ao atuador (alto-falante) que realiza o cancelamento do som proveniente da fonte primária. Um microfone de erro capta o som resultante para ajustar (realimentar) o sistema digital de controle.

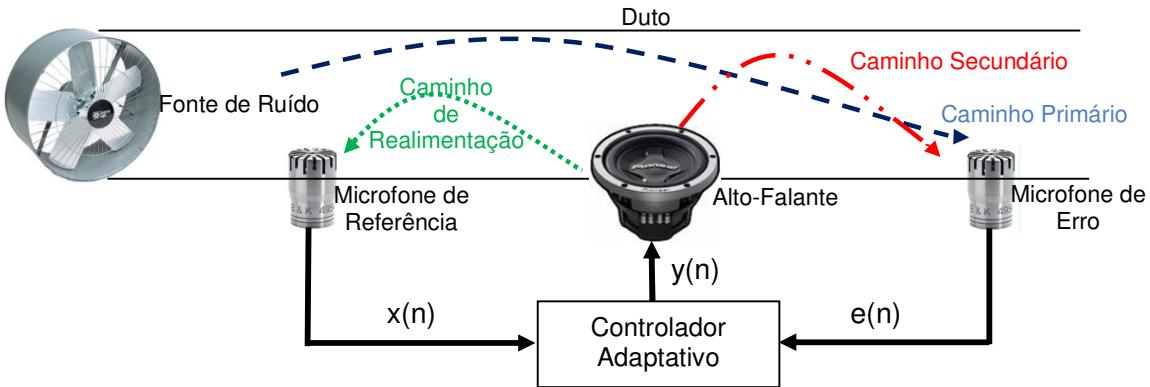


Figura 2.11 – Elementos que compõem um sistema de cancelamento ativo de ruído monocanal.

Os sinais presentes no diagrama são: sinal de entrada ou referência $x(n)$, sinal de erro $e(n)$ e sinal de controle $y(n)$. O sistema indicado como caminho secundário gera muitos problemas para o controlador devido ao fato de não se aplicar o sinal de controle no mesmo ponto onde se obtém o sinal de erro. Outro problema é a existência de uma realimentação causada pela atuação da fonte de controle junto ao microfone de referência: caminho de realimentação. Esses problemas serão abordados no próximo capítulo.

Segundo Hansen *et al.* (2007), é extremamente importante ter conhecimento dos fatores que limitam o desempenho de um sistema de controle ativo e a importância hierárquica deles. O primeiro fator é a localização das fontes de controle. Uma vez que essa localização tenha sido otimizada, a função de custo, que representa o sistema, precisa ser bem definida. Em seguida, vem a localização dos sensores de erro, que determinará a máxima redução do ruído. O próximo fator é a qualidade do sinal de referência. Se esse é contaminado com componentes de frequência que não precisam ser controladas, então o sistema de controle tem sua convergência comprometida. A natureza hierárquica dos elementos que compõem o controle ativo de ruído pode ser mais bem entendida através da Fig. 2.12.

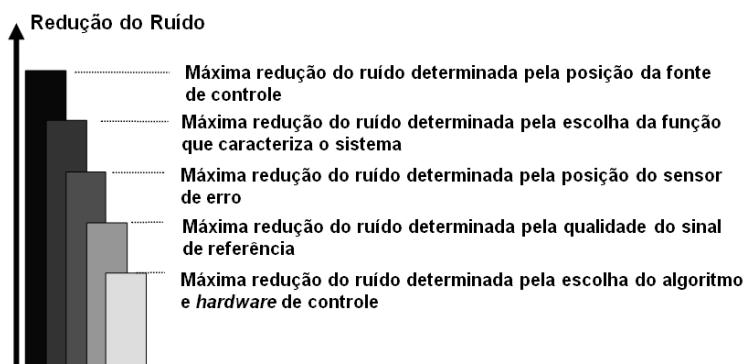


Figura 2.12 – Hierarquia do sistema de controle ativo de ruído (HANSEN et al., 2007).

Além do mencionado no parágrafo anterior, devem-se fundamentar os conhecimentos do sistema total, envolvendo o sistema de controle e o sistema físico a ser controlado. Esse conhecimento visa dar entendimento das capacidades e limitações dos sistemas como um todo. Os princípios físicos envolvendo controle ativo podem ser encontrados com maiores detalhes em Elliott (2001), o qual sugere que a implementação adequada de um sistema de controle deve seguir os seguintes passos fundamentais:

- *Análise do sistema físico utilizando modelos analíticos simplificados;*
- *Cálculo do desempenho ótimo para várias estratégias de controle;*
- *Simulação de diferentes estratégias de controle;*
- *Implementação da melhor estratégia de controle em tempo real.*

2.4.1 Configurações do Controle Ativo

O controle ativo é um sistema onde as respostas de interesse são constantemente monitoradas por meio de sensores e a ação de controle é aplicada ao sistema, por meio de atuadores, de forma a obter um desempenho desejado em malha fechada (sistema e controlador).

Como o sistema a ser controlado é um duto e o sistema acústico que ele representa pode variar no tempo, é necessário utilizar controle adaptativo.

Existem duas configurações utilizadas para a implementação de um sistema de controle ativo de ruídos, designadas *feedforward* e *feedback*. No primeiro grupo de controladores, o ruído de referência é captado antes de sua propagação pelo duto. No segundo grupo de controladores, o cancelamento acontece sem que haja uma entrada de referência.

Os controladores *feedforward* têm a característica de cancelar tanto ruídos de banda estreita (periódicos), como ruído banda larga (aleatório). Já os controladores *feedback* são mais eficientes para ruídos periódicos (NUNEZ, 2005; DELFINO, 2005).

A seguir será feita uma descrição dos tipos de estratégias de controle ativo de ruído, tanto para banda larga como para banda estreita. É importante mencionar que o controle *feedforward* é o que será utilizado neste trabalho devido a sua versatilidade. No capítulo III serão abordados os fundamentos dos algoritmos adaptativos necessários para gerar o sinal acústico de cancelamento em tempo real. Eles são parte importante do sistema de controle.

2.4.1.1 Controle Feedforward de Banda Larga

Uma quantidade considerável de ruído de banda larga é produzida em dutos, tais como os gerados por sistemas de ventilação e exaustão. Um simples esquema de sistema de controle feedforward que atua em banda larga pode ser visto na Fig. 2.13.

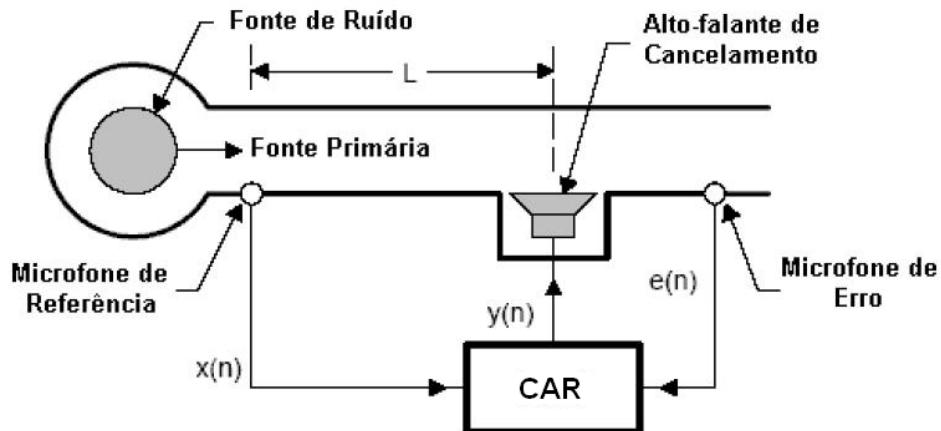


Figura 2.13 – Diagrama de um controlador *feedforward* de banda larga (DELFINO, 2005).

Nessa configuração, o sensor de referência mede o sinal indesejado em um ponto anterior a fonte de controle 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 sensor, próximo à fonte de ruído, antes que esse passe pelo alto-falante. O controlador digital utiliza o sinal de referência para gerar um sinal $y(n)$ de igual amplitude e fase oposta ao sinal incidente. Assim, o sinal de controle é entregue ao alto-falante para produzir um som de cancelamento que atenua o ruído acústico primário no duto.

O princípio básico do sistema de controle *feedforward* é que o atraso de propagação da onda sonora, entre o microfone de referência e o alto-falante, ofereça tempo suficiente de se ajustar o controle e ativar o sinal de controle, causando assim, o cancelamento. Assim, a distância entre o microfone de referência e o alto-falante de cancelamento deve satisfazer o princípio da causalidade. Além dos atrasos acústicos, deve-se também considerar o atraso gerado pelos cálculos realizados pelo controlador digital.

O controlador *feedforward* tem a principal meta de se antecipar ao fenômeno físico, de forma preditiva, através das informações captadas pelo sensor de referência, de modo que o ruído esteja cancelado quando passar pelo sensor de erro.

2.4.1.2 Controle Feedforward de Banda Estreita

Como já mencionado no item 2.2, quando se usa máquinas rotativas, o ruído gerado é periódico. Nessas situações o microfone de referência pode ser substituído por um sensor não-acústico, tal como acelerômetros, tacômetros ou sensor ótico. Essa substituição elimina os problemas de realimentação acústica que ocorre no sistema de banda larga. A realimentação acústica é gerada pela ação da fonte de controle ao criar o sinal que é captado pelo sensor de referência.

O esquema para um sistema de controle *feedforward* de banda estreita pode ser visto na Fig. 2.14. O sinal captado pelo 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.

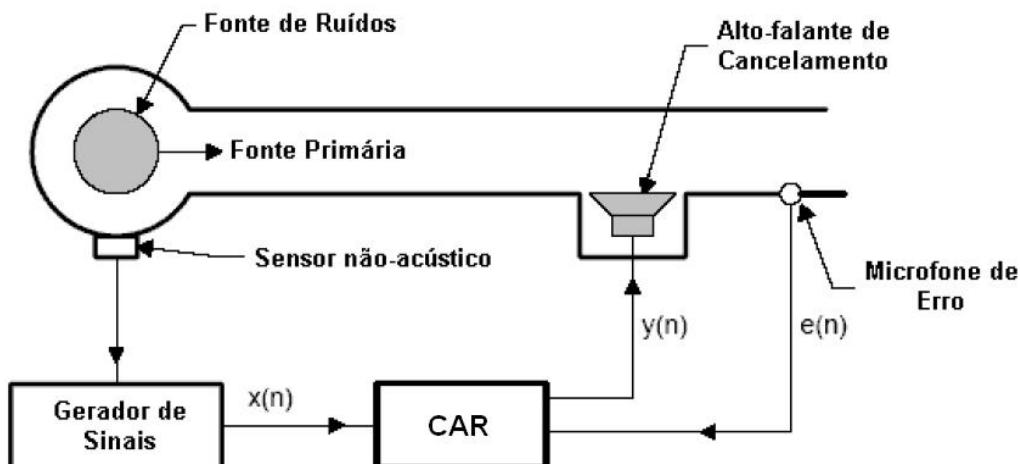


Figura 2.14 – Diagrama de um controlador *feedforward* de banda estreita (DELFINO, 2005).

2.4.1.3 Controle Feedback

Um sistema de controle *feedback* utiliza apenas um microfone para funcionar como sensor de erro e detectar o ruído indesejado. O sinal de erro é realimentado para um filtro adaptativo, com resposta em magnitude e fase tais que, produzam o cancelamento do ruído pela atuação de um alto-falante, localizado próximo ao microfone. Essa configuração oferece uma atenuação limitada sobre uma restrita banda de frequência, para ruídos periódicos ou de banda estreita (DELFINO, 2005). A Figura 2.15 tem-se o esquema de sistema de controle *feedback*.

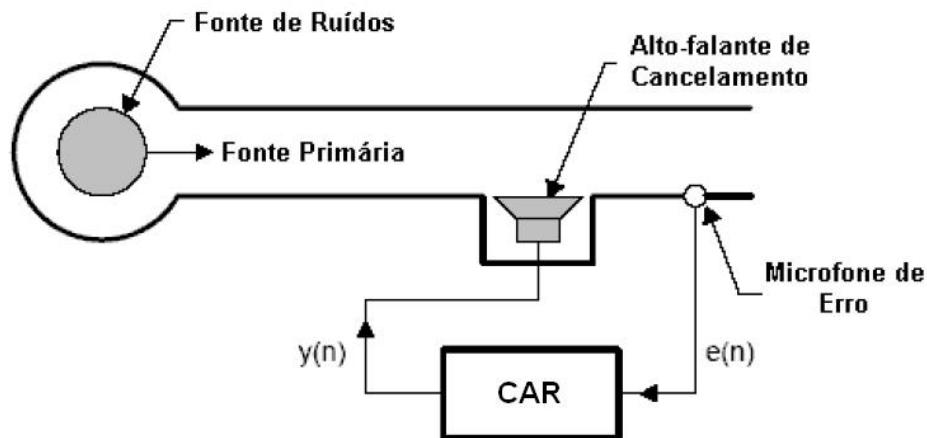


Figura 2.15 – Diagrama de um controlador *feedback* (DELFINO, 2005).

Uma das aplicações do sistema de controle *feedback* é o cancelamento do som em fones de ouvido e protetores auriculares (BRANDOLT, 2006). Nessa aplicação, o sistema reduz a pressão acústica na cavidade próxima ao ouvido. Há alguns anos esse aparelho tem sido produzido e utilizado por operários, em alguns processos industriais.

2.5 Considerações Finais

Este capítulo procurou dar uma visão geral dos sistemas CAR e definir seus elementos: componentes, dispositivos, estratégias e diagramas. Os próximos capítulos detalham cada parte do sistema para que depois seja possível a integração de cada unidade.

O controlador *feedforward* será adotado por sua característica em lidar com sinais de banda estreita e banda larga. Os algoritmos adaptativos são abordados no próximo capítulo, com ênfase para o algoritmo utilizado neste trabalho.

CAPÍTULO III

ALGORITMOS DE FILTRAGEM ADAPTATIVA

Controle ativo é uma técnica utilizada para reduzir a intensidade de ruído acústico através de um processo de interferência destrutiva. Essa técnica, originalmente introduzida em 1936 por Paul Lueg, baseia-se no conceito da sobreposição de dois sinais de igual amplitude, porém, de fases opostas (LUEG, 1936). A designação “ativo” é utilizada para diferenciar essa técnica do controle clássico ou passivo, em que o ruído é absorvido ou refletido por materiais passivos. Os dispositivos que compõem um sistema de controle passivo têm a característica de não fornecer energia ao sistema.

O controle ativo e o sistema a ser controlado são variantes no tempo. Mudanças no ambiente em que eles se encontram como variações de temperatura, fadiga e envelhecimento dos equipamentos, dentre outros fatores, alteram as funções de transferência. Tal fato, se não considerado, poderá afetar o desempenho do sistema de controle. Dessa forma, é desejado que o controlador seja adaptativo. Ele deve possuir a habilidade de modificar seus parâmetros de forma a acompanhar e compensar as alterações que ocorrerem, mantendo aceitável a saída do controlador.

Nas implementações de controladores ativo de ruído, os algoritmos adaptativos mais utilizados são versões variantes do LMS (*Least Mean Square*) clássico. Este capítulo trata do algoritmo adaptativo LMS e as modificações que nele se fazem necessárias para uso no controle ativo.

Nas deduções apresentadas a seguir será usado o negrito para indicar vetores ou matrizes. Além disso, cada sistema é caracterizado usando a transformada z e suas propriedades.

3.1 Filtro de Wiener

Na Figura 3.1 podem ser observados dois sinais (\mathbf{x} e \mathbf{d}) na estrutura transversal de um filtro de Wiener com N coeficientes. O sinal $\mathbf{x}(n)$ é chamado de entrada e o $\mathbf{d}(n)$ é o sinal desejado. Esses sinais são reais, estacionários e mutuamente correlacionados. Os pesos ou coeficientes do filtro $\{w_0, w_1, w_2, \dots, w_{N-1}\}$ são números reais. O sinal de entrada e os coeficientes podem ser representados de forma vetorial, como segue:

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ x(n-2) \ \dots \ x(n-N+1)]^T \quad (3.1)$$

e

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

Onde o sobrescrito T refere-se à transposição do vetor.

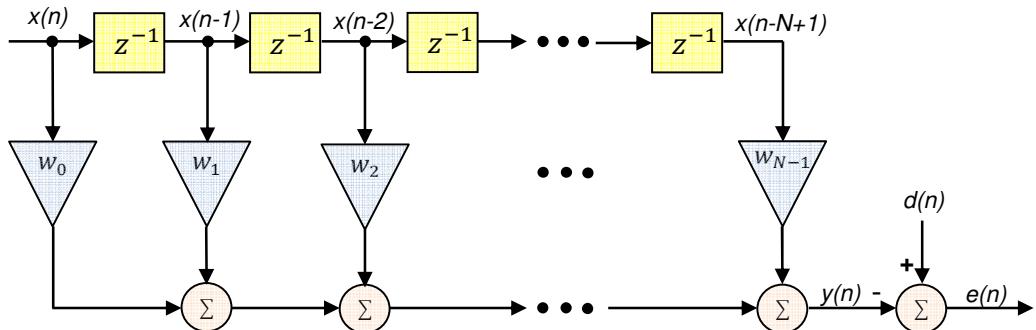


Figura 3.1 – Estrutura transversal do filtro de Wiener (resposta ao impulso finita - FIR).

A saída da estrutura transversal é dada por:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i x(n-i) = \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) = \mathbf{x}(n)^T \mathbf{w} \quad (3.3)$$

O objetivo do filtro de Wiener é estimar $d(n)$ a partir de $x(n)$. Assim, define-se $e(n)$ como erro de estimativa, dado por:

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \mathbf{x}^T \mathbf{w} \quad (3.4)$$

O valor ótimo para os coeficientes de Wiener é obtido pela minimização do erro quadrático médio, dado por:

$$\xi \equiv E[e^2(n)] \quad (3.5)$$

onde $E[.]$ corresponde ao operador esperança matemática.

A função ξ tem como particularidade o fato de possuir um mínimo global (WIDROW, B.; STEARNS, S. D., 1985). Para determinar esse mínimo, eleva-se a Eq. 3.5 ao quadrado e tomando o valor esperado da equação resultante, tem-se:

$$\xi \equiv E[d(n)^2] - 2E[\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)d(n)] + E[\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^T \mathbf{w}] \quad (3.6)$$

Dado que o vetor \mathbf{w} não é uma variável estatística, pode-se retirá-lo do operador esperança. Além disso, sendo $\mathbf{x}(n)$ e $d(n)$ estacionários, pode-se definir a matriz de autocorrelação do sinal de entrada $\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^T]$, e o vetor de correlação cruzada entre o sinal de entrada e o sinal desejado por $\mathbf{p} = E[d(n)\mathbf{x}(n)]$. Dessa forma, a Eq. 3.6 pode ser escrita como:

$$\xi \equiv E[d(n)^2] - 2\mathbf{w}^T \mathbf{p} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (3.7)$$

O conjunto de pesos \mathbf{w} que minimiza a função custo é obtido da condição $\nabla \xi = 0$, onde ∇ é o operador gradiente em relação aos coeficientes. Assim,

$$\nabla \xi = 2\mathbf{R} \mathbf{w} - 2\mathbf{p} = 0 \quad (3.8)$$

Denominando \mathbf{w}_0 o vetor de coeficientes que minimiza a função custo, obtém-se da Eq. 3.8 a equação de Wiener-Hopf, dada por:

$$\mathbf{R} \mathbf{w}_0 = \mathbf{p} \quad (3.9)$$

Sabendo que a matriz \mathbf{R} é não singular, determina-se o vetor de coeficientes ótimos por:

$$\mathbf{w}_0 = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad (3.10)$$

Os principais problemas para a implementação prática do filtro de Wiener são a alta complexidade computacional para realizar a inversão da matriz \mathbf{R} e a necessidade de se conhecer, a priori, as estatísticas de \mathbf{R} e \mathbf{p} .

3.2 Algoritmo da Máxima Descida

Uma maneira alternativa para contornar a necessidade de inversão da matriz \mathbf{R} é utilizar um algoritmo iterativo baseado no método do gradiente. Esse algoritmo, denominado **máxima descida** (*steepest descent*), parte de um valor inicial e evolui de forma iterativa em direção ao valor ótimo. Dado que a função custo a ser minimizada é convexa, o valor ótimo será obtido iterativamente através de pequenos passos na direção para a qual a função decresça mais rapidamente, ou seja, no sentido contrário da projeção do gradiente da função custo considerada. O método da máxima descida é formalmente descrito através da seguinte equação recursiva:

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k - \frac{\mu_w}{2} \nabla_k \xi \quad (3.11)$$

onde μ_w é o passo de adaptação do algoritmo e $\nabla_k \xi$ corresponde ao vetor gradiente $\nabla \xi$ calculado no ponto $\mathbf{w} = \mathbf{w}(k)$ que corresponde à iteração k . Substituindo a Eq. 3.8 em 3.11 obtém-se:

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k - \mu_w [\mathbf{p} - \mathbf{R}\mathbf{w}(k)] \quad (3.12)$$

Assim, a partir da Eq. 3.12, pode-se determinar, de forma iterativa, o vetor ótimo de coeficientes.

Nota-se que a principal desvantagem do método da máxima descida é que ainda permanece a necessidade do conhecimento de \mathbf{R} e \mathbf{p} , inviabilizando sua implementação para uma grande parte das aplicações práticas. Uma solução mais conveniente, do ponto de vista da prática computacional, é apresentada a seguir.

Para garantir simplicidade das equações que seguem, será usado o parâmetro n (amostra) no lugar de k (iteração), pois os dois são coincidentes nos algoritmos que serão estudados.

3.3 Algoritmo LMS

O algoritmo do mínimo erro médio quadrático (LMS) é uma implementação estocástica do método da máxima descida, obtido através da substituição da função custo $\xi = E[e^2(n)]$ por sua estimativa instantânea $\hat{\xi} = e^2(n)$ (WIDROW, B.; STEARNS, S. D., 1985). Assim, substituindo na Eq. 3.11, ξ por $\hat{\xi}(n)$, obtém-se:

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) - \frac{\mu_w}{2} \nabla e^2(n) \quad (3.13)$$

Como o operador gradiente é definido pelo vetor dado por:

$$\nabla = \left[\frac{\partial}{\partial w_0} \quad \frac{\partial}{\partial w_1} \cdots \quad \frac{\partial}{\partial w_{N-1}} \right]^T \quad (3.14)$$

O i -ésimo elemento do vetor é dado por:

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial w_i} \quad (3.15)$$

Substituindo a Eq. 3.4 em 3.15, obtém-se:

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = -2e(n)x(n-i) \quad (3.16)$$

Assim, o vetor $\nabla e^2(n)$ pode ser representado por:

$$\nabla e^2(n) = -2e(n)\mathbf{x}(n) \quad (3.17)$$

Finalmente, substituindo a Eq. 3.17 em 3.13, obtém-se a equação recursiva de atualização dos coeficientes do algoritmo LMS, dada por:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu_w e(n)\mathbf{x}(n) \quad (3.18)$$

Observa-se que os requisitos exigidos para implementação da Eq. 3.18 são o vetor de entrada $\mathbf{x}(n)$, o correspondente ao sinal de erro $e(n)$ e o passo de adaptação do algoritmo μ_w , que pode ser um valor constante ou valor adaptativo.

3.3.1 Estabilidade do Algoritmo LMS

Um ponto crucial para a convergência dos coeficientes representados na Eq. 3.18 é a escolha adequada do passo de adaptação μ_w . A estabilidade do LMS fica garantida se o μ_w encontrar-se dentro da seguinte faixa (WIDROW, B.; STEARNS, S. D., 1985):

$$0 < \mu_w < \frac{2}{(N+1)\sigma^2(n)} \quad (3.19)$$

onde $\sigma^2(n)$ é a potência média do sinal de entrada $x(n)$ e N é o número de coeficientes do filtro adaptativo.

3.3 Algoritmo FxLMS

Pode-se considerar que o projeto de controle ativo de ruído é um problema de identificação de sistema. Nessa representação, a planta ou sistema desconhecido, corresponde ao caminho entre a fonte primária e o sensor de erro (caminho primário). A Figura. 3.2 é um diagrama de blocos representativo de um sistema CAR.

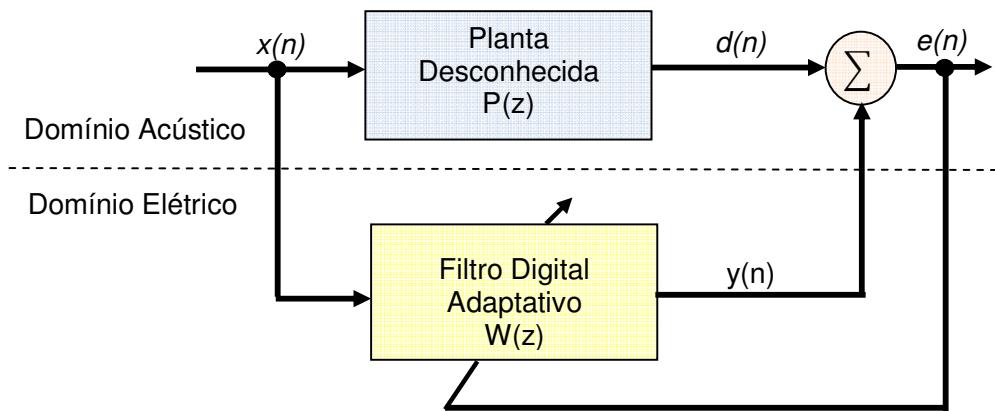


Figura 3.2 – Controle ativo na configuração de identificação do sistema acústico.

No entanto, para representar de forma mais adequada o sistema de controle ativo de ruídos, o diagrama da Fig. 3.2 precisa ser modificado. Uma das modificações que deve ser considerada é em relação ao sinal de erro. Note que no diagrama da Fig. 3.2 supõe-se que esse sinal seja acessado diretamente, enquanto na aplicação de controle ativo, o mesmo é obtido a partir de um transdutor. Outra modificação é em relação ao ponto de soma da Fig. 3.2, já que no sistema CAR real esse ponto considera uma região do espaço (domínio mecânico), onde ocorre a superposição dos sinais oriundos das fontes primária e controle. Portanto, nos sistemas CAR, o sinal de erro de cancelamento mecânico não pode ser acessado diretamente. Ele é acessado via um sinal elétrico, a partir de um transdutor (normalmente um microfone) (ELLIOTT, 2001). Da mesma forma, o sinal de saída do filtro adaptativo não pode ser usado diretamente na operação de cancelamento. Esse sinal elétrico deve ser convertido por um atuador (alto-falante). Essas conversões de natureza dos sinais dão origem ao conhecido caminho secundário, composto pelas respostas dos seguintes elementos: conversor digital-

análogo (D/A), filtro de reconstrução, amplificador de potência, atuador, comprimento do duto desde o atuador até o microfone de erro, pré-amplificador, filtro *antialiasing* e, finalmente, conversor analógico-digital (A/D) que fornece o sinal de erro para o algoritmo (LING, 2007). O caminho secundário, denotado por s , afeta o comportamento do algoritmo, podendo dificultar o processo de convergência, ou até mesmo, causar a instabilidade do algoritmo (KUO; MORGAN, 1996). Portanto, seu efeito deve ser de alguma forma compensado.

Existem algumas configurações possíveis que podem ser utilizadas para compensar o efeito do caminho s . Porém, a solução mais utilizada consiste na utilização de um filtro com resposta ao impulso igual à de s para filtrar o sinal de referência. Essa solução dá origem ao algoritmo denominado LMS com entrada (x) filtrada ou FxLMS (*filtered-x least mean squares*) (HAYKIN, 2002). Na prática, \hat{s} é uma estimativa da resposta ao impulso s . Finalmente, acrescentando o caminho secundário à Fig. 3.2 obtém-se, na Fig. 3.3, o diagrama em blocos do sistema CAR com o algoritmo FxLMS.

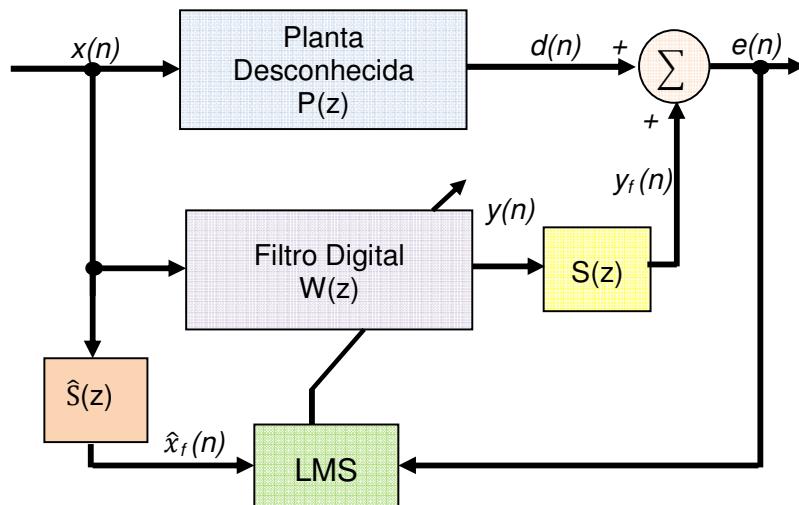


Figura 3.3 – Diagrama de bloco de um sistema CAR usando o algoritmo FxLMS.

É importante observar no diagrama dado pela Fig. 3.3 que o sinal de erro $e(n)$ é obtido pela soma do sinal desejado $d(n)$ e sinal de saída $y_f(n)$. Esse fato ocorre devido à superposição acústica (adição) ao invés da subtração elétrica ou numérica que acontece em outras aplicações do algoritmo LMS.

3.4.1 Obtenção da Equação de Atualização dos Coeficientes

Na Figura 3.3 são mostrados os diversos sinais e as funções de transferência dos sistemas presentes na estrutura de um CAR com algoritmo FxLMS. A notação considerada é dada por:

- $\mathbf{p} = [p_0 \ p_1 \ \dots \ p_{N-1}]^T$ é a resposta ao impulso da planta, representada com N coeficientes, cuja transformada z é dada por $P(z)$;
- $\mathbf{w}(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{N-1}(n)]^T$ é o vetor de coeficientes adaptativos, cuja transformada z é dada por $W(z)$;
- $\mathbf{s} = [s_0 \ s_1 \ \dots \ s_{M-1}]^T$ é o vetor de tamanho M que representa a resposta do caminho secundário, cuja transformada z é dada por $S(z)$;
- $\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}_0 \ \hat{s}_1 \ \dots \ \hat{s}_{N_s-1}]^T$ é o vetor de tamanho N_s que denota a estimativa da resposta ao impulso do caminho secundário \mathbf{s} , cuja transformada z é dada por $\hat{S}(z)$;
- $\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]^T$ é o sinal de referência;
- $\hat{\mathbf{x}}_f = [\hat{x}_f(n) \ \hat{x}_f(n-1) \ \dots \ \hat{x}_f(n-N+1)]^T$ é o sinal de referência filtrado por $\hat{\mathbf{s}}$, e;
- $y_f(n)$ corresponde ao sinal de saída $y(n)$ filtrado pelo caminho secundário \mathbf{s} .

Por simplicidade matemática consideram-se as dimensões de \mathbf{p} e $\mathbf{w}(n)$ iguais. A partir do diagrama mostrado na Fig. 3.3, são obtidas as seguintes equações:

Sinal de erro:

$$e(n) = d(n) + y_f(n) \quad (3.20)$$

Sinal desejado:

$$d = \mathbf{x}^T(n)\mathbf{p} \quad (3.21)$$

Saída do filtro adaptativo:

$$y(n) = \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (3.22)$$

Saída filtrada do caminho secundário:

$$y_f(n) = \sum_{i=0}^{M-1} s_i y(n-i) = \sum_{i=0}^{M-1} s_i \mathbf{x}^T(n-i)\mathbf{w}(n-i) \quad (3.23)$$

Sinal de referência filtrado pela estimativa de \mathbf{s} :

$$\hat{x}_f(n) = \sum_{i=0}^{N_s-1} \hat{s}_i x(n-i) \quad (3.24)$$

Vetor de referência filtrado pela estimativa de \mathbf{s} :

$$\hat{\mathbf{x}}_f(n) = \sum_{i=0}^{N_s-1} \hat{s}_i \mathbf{x}(n-i) \quad (3.25)$$

Substituindo as Eqs. 3.21 e 3.23 na Eq. 3.20, tem-se:

$$e(n) = \mathbf{x}^T(n)\mathbf{p} + \sum_{i=0}^{M-1} s_i \mathbf{x}^T(n-i)\mathbf{w}(n-i) \quad (3.26)$$

A expressão de atualização dos coeficientes para o algoritmo FxLMS é determinada a partir do método do gradiente estocástico. Assim, repete-se a Eq. 3.13 por conveniência:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{\mu_w}{2} \nabla e^2(n) \quad (3.27)$$

A função custo é o erro quadrático instantâneo e o operador gradiente é dado por:

$$\nabla e^2(n) = \frac{\partial e^2(n)}{\partial \mathbf{w}(n)} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial \mathbf{w}(n)} \quad (3.28)$$

Substituindo a Eq. 3.26 em 3.28, obtém-se:

$$\nabla e^2(n) = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial \mathbf{w}(n)} = 2e(n) \sum_{i=0}^{M-1} s_i \mathbf{x}^T(n-i) = 2e(n) \mathbf{x}_f(n) \quad (3.29)$$

Aplicando agora a Eq. 3.29 na Eq. 3.27, tem-se:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu_w e(n) \mathbf{x}_f(n) \quad (3.30)$$

É importante observar que para atualizar os coeficientes, segundo a Eq. 3.30, deve-se conhecer a resposta ao impulso do caminho secundário. Assim, na Eq. 3.30 substitui-se $\mathbf{x}_f(n)$ por $\hat{\mathbf{x}}_f(n)$, visto que esse último é o que está disponível através dos procedimentos de estimação do caminho secundário (HAYKIN, 2002).

A equação final para a atualização dos coeficientes do algoritmo FxLMS é dada por:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu_w e(n) \hat{\mathbf{x}}_f(n) \quad (3.31)$$

Foi visto, através da Eq. 3.19, que o parâmetro μ_w pode ser adaptativo e em função da potência do sinal de entrada. No trabalho de Minguez (1998) é defendido que o valor habitualmente utilizado para $\sigma^2(n)$ seja modificado. Assim, a expressão para o passo de adaptação adaptativo é dada por:

$$\mu_w = \frac{0.1}{(N+1)\sigma^2(n)} \quad (3.32)$$

A potência do sinal de entrada $\sigma^2(n)$ pode ser estimada através de um algoritmo recursivo (NUNEZ, 2005), dado pela seguinte expressão:

$$\sigma^2(n) = \alpha x_f^2(n) + (1-\alpha)\sigma^2(n-1) \quad (3.33)$$

O parâmetro α é função de N, que é o número de amostras de $\hat{\mathbf{x}}_f(n)$:

$$\alpha = \frac{1}{N} \quad (3.34)$$

3.4.2 Estimativa do Canal Secundário e Algoritmo FxLMS

Como visto na seção anterior, o algoritmo FxLMS requer o conhecimento da resposta ao impulso do sistema \mathbf{s} (AKHTAR; ABE; KAWAMATA, 2005). Assumindo que as características de \mathbf{s} sejam invariantes no tempo, é possível modelar tal resposta através de um procedimento anterior a execução do sistema CAR (*off-line*). Ao final dessa etapa, a estimativa de \mathbf{s} obtida ($\hat{\mathbf{s}}$) é incluída no algoritmo de controle, como ilustrado na Fig. 3.3. Na etapa de estimativa de \mathbf{s} , normalmente é utilizado um ruído branco como sinal de entrada, visto que ele apresenta uma densidade espectral constante em toda a faixa de frequências. A modelagem *off-line* é um procedimento muito útil para a determinação da resposta $\hat{\mathbf{s}}$. Entretanto, esse procedimento apresenta o inconveniente de não acompanhar as possíveis mudanças do caminho secundário. Para os casos em que a resposta do caminho secundário seja variante no tempo, é desejável realizar tal modelagem de forma contínua, conhecida como estimativa em tempo real (*on-line*). Nessa opção um sistema de identificação adaptativo para se estimar $\mathbf{s}(n)$ trabalha junto com o

sistema adaptativo que faz a estimativa de $p(n)$. É necessário que a placa controladora gere um ruído branco que será reproduzido pelo alto-falante de controle (ERIKSSON; ALIE, 1989). A identificação *on-line* do caminho secundário provoca vários problemas para o controle (ZHOU, 2007):

- Aumenta a complexidade da implementação do sistema de controle;
- Erros na identificação do caminho secundário pode fazer com que o algoritmo adaptativo divirja, arruinando o desempenho do sistema de controle, e
- O ruido injetado para a identificação *on-line* do caminho secundário contribui para a potência de ruído residual.

Outra opção a ser considerada, ao invés da estimativa contínua, é atualizar os valores de $p(n)$ em intervalos periódicos de tempo. Supondo que $p(n)$ varie lentamente, as adaptações do controlador e do estimador do caminho secundário podem ser consideradas separadamente (WIDROW, B.; STEARNS, S. D., 1985).

3.4.2.1 Estimativa off-line do caminho secundário (NUNEZ, 2005)

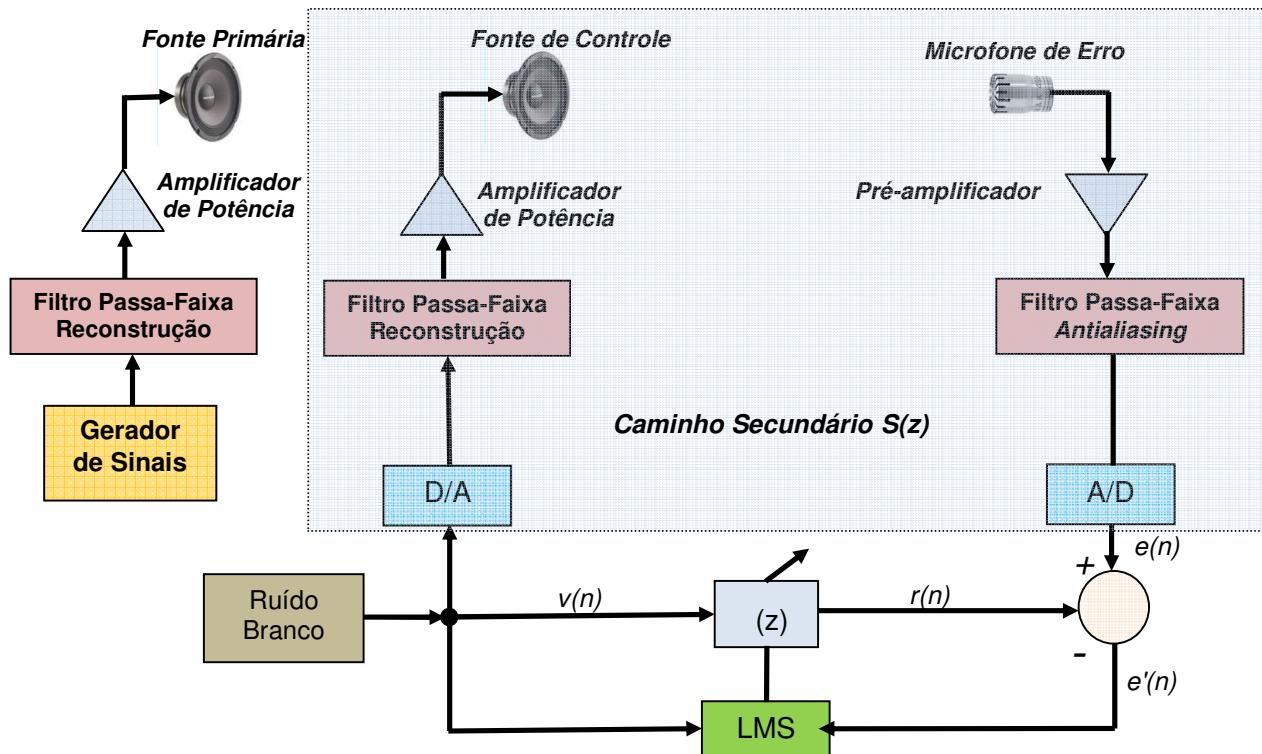


Figura 3.4 – Diagrama de bloco para estimativa *off-line* do caminho secundário (adaptado de Nunez, 2005).

A estimativa *off-line* do caminho secundário nada mais é que a identificação de um sistema desconhecido utilizando o algoritmo LMS com o sinal de entrada do tipo ruído branco. O diagrama de blocos mostrado na Fig. 3.4 identifica os elementos que compõem o caminho secundário e os blocos para a estimativa. A fonte de ruído principal está na figura, pois em muitas aplicações industriais não é possível desligar tal fonte e o caminho secundário precisa ser estimado com ela em funcionamento.

A Equação 3.18 pode ser adaptada para a finalidade de estimar os coeficientes que representará o caminho secundário. Isso está mostrado numa nova equação a seguir:

$$\hat{s}(n+1) = \hat{s}(n) + \mu_s e'(n) v(n) \quad (3.35)$$

Onde o sinal de ajuste do LMS é dado por:

$$e'(n) = e(n) - r(n) \quad (3.36)$$

Pelo fato da potência do ruído branco (σ^2) ser conhecida, não há necessidade de estimá-lo recursivamente. Contudo, o passo de adaptação deve ainda satisfazer a Eq. 2.19, repetida aqui por conveniência:

$$0 < \mu_s < \frac{2}{(M+1)\sigma^2} \quad (3.37)$$

onde M é número de coeficientes para a estimativa do caminho secundário.

O algoritmo para obtenção do ruído pseudo-randômico de baixa complexidade computacional é mostrado no anexo II.

O algoritmo LMS para a estimativa *off-line* do caminho secundário consiste das seguintes etapas:

1. Inicializações:

Coeficientes $\hat{s}(n)_0 = 0$, M coeficientes;

Passo de adaptação $0 < \mu_s < \frac{2}{(M+1)\sigma^2}$ (experimental);

2. Cálculo de uma amostra do ruído branco $v(n)$.
3. Obtenção da amostra do sinal de erro $e(n)$
4. Cálculo da saída do filtro adaptativo do caminho primário:

$$r(n) = \sum_{i=0}^{M-1} \hat{s}(i)_n v(n-i) \quad (3.38)$$

5. Cálculo do erro de ajuste:

$$e'(n) = e(n) - r(n) \quad (3.39)$$

6. Atualização dos coeficientes:

$$\hat{s}(n+1) = \hat{s}(n) + \mu_s e'(n) v(n) \quad (3.40)$$

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

3.4.2.2 Algoritmo FxLMS (NUNEZ, 2005)

O algoritmo FxLMS com a utilização da estimativa do caminho secundário obtida pelo método *off-line* é dado por:

1. Inicializações:

Coeficientes $w(n)_0 = 0$, N coeficientes;

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

3. Cálculo da saída do filtro adaptativo do caminho primário:

$$y(n) = \sum_{i=0}^N w(i)_n x(n-i) \quad (3.41)$$

4. Cálculo da entrada filtrada:

$$\hat{x}_f(n) = \sum_{i=0}^M \hat{s}(i)_n x(n-i) \quad (3.42)$$

Os coeficientes \hat{s} foram estimados *off-line*.

5. Estimação da potência de $x_f(n)$:

$$\sigma_x^2(n) = \alpha x_f^2(n) + (1 - \alpha) \sigma_x^2(n-1) \quad (3.43)$$

6. Cálculo do passo de adaptação:

$$\mu_w = \frac{0,1}{(N+1)\sigma_x^2(n)} \quad (3.44)$$

7. Atualização dos coeficientes:

$$w(n+1) = w(n) - \mu_w e(n) \hat{x}_f(n) \quad (3.45)$$

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

3.5 Considerações Finais

Foi abordado neste capítulo um importante elemento do sistema de controle ativo de ruído: o filtro adaptativo. Esse filtro é executado na placa processadora com necessidade de funcionar em tempo real. No anexo aborda as características de um sistema trabalhando em tempo real, apresentando também aspectos funcionais e operacionais da placa e seu processador, bem como do programa que a acompanha.

No próximo capítulo aborda os aspectos relacionados com o projeto e a construção doduto experimental, a instrumentação utilizada e os testes para calibração dessa bancada.

CAPÍTULO IV

PROJETO DO DUTO EXPERIMENTAL

É importante começar este capítulo ressaltando novamente que um dos objetivos deste trabalho é verificar experimentalmente se a utilização de um conjunto de controle monocanal é eficiente para o cancelamento do ruído em um duto com grande seção transversal.

Este capítulo descreve o projeto e a confecção do duto experimental. Também é abordada a instrumentação utilizada: sensores, atuadores, amplificadores e demais elementos que vão compor o projeto CAR.

4.1 Projeto e Construção do Duto Experimental

Desde o início dos trabalhos para implementação do sistema CAR, procurou-se seguir a seguinte filosofia: o duto experimental precisa ser versátil. A idéia é que se possa trabalhar com o duto sem divisão interna e utilizar um sistema monocanal de controle ou inserir uma placa divisória e usar dois sistemas monocanais. Seguindo ainda essa filosofia, precisava-se variar a posição de sensores e atuadores para se avaliar, com facilidade, o resultado da otimização. Os itens a seguir detalham o projeto e construção desse duto experimental.

4.1.1 Duto Experimental

O duto tem seção transversal retangular de 900 por 450 milímetros. Seu comprimento é de 6.000 milímetros. Foram utilizadas chapas de aço de 1,2 milímetros de espessura.

O projeto foi planejado para permitir a inserção de uma placa de 2.000 milímetros de comprimento para divisão interna da seção transversal do duto. A montagem foi realizada utilizando duas peças principais. O desenho de uma dessas peças é mostrado na Fig. 4.1. Nessa figura tem-se a indicação dos locais para instalação dos sensores e atuadores.

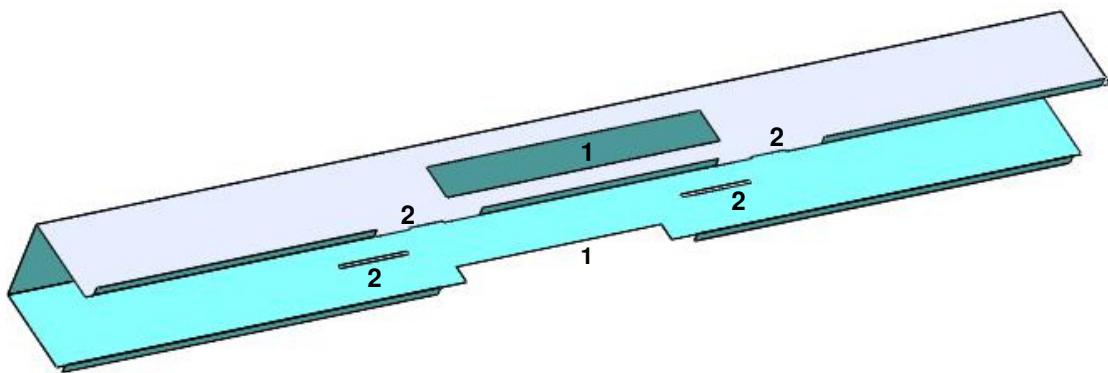


Figura 4.1 – Desenho tridimensional da peça principal do duto experimental.

Na Figura 4.1 tem-se a indicação dos cortes na chapa de aço para instalação de alto-falante de controle (1) e cortes para a instalação de microfone (2). O duto pôde ser montado através de duas peças principais e uma placa divisória. A placa divisória pode estar ausente ou estar instalada no duto, de acordo com o projeto que se deseje implementar: monocanal simples ou monocanal duplo, respectivamente. Na Figura 4.2 tem-se o duto com desenho explodido e a montagem final com placa divisória instalada.

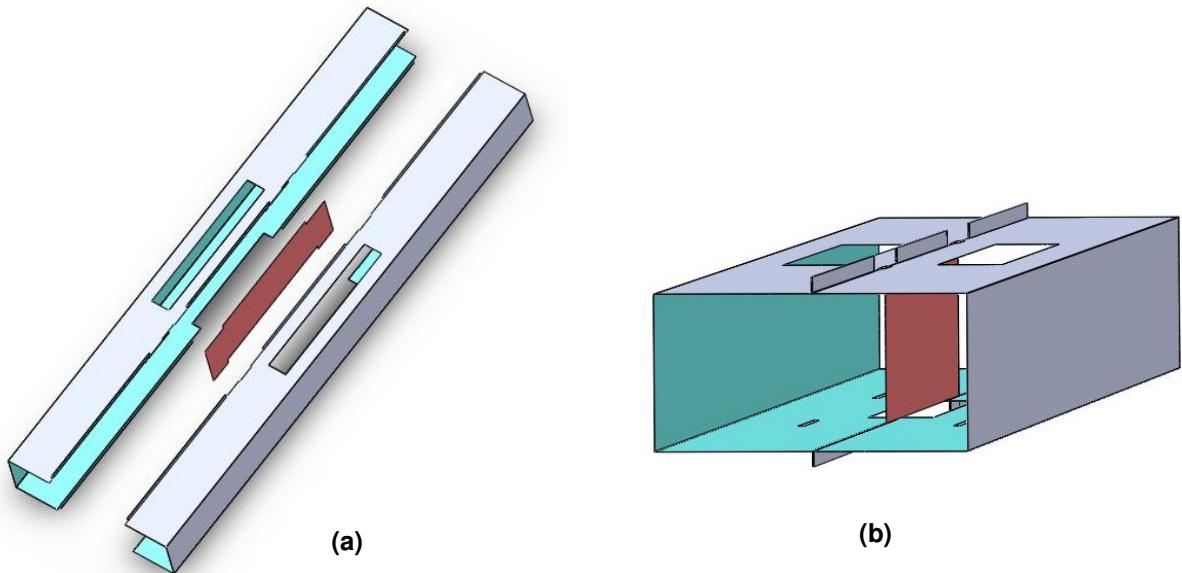


Figura 4.2 – Desenho tridimensional da montagem utilizando 3 peças com (a) desenho explodido e (b) montagem.

As peças apresentadas na Fig. 4.2 são montadas com uma fita de borracha macia de 5 milímetros de espessura, instalada nas abas laterais. A montagem das duas peças principais foi feita com o uso parafusos.

Para montagem das fontes de ruído foram construídas caixas acústicas de madeira nas dimensões 230 x 230 x 200 milímetros. O material utilizado foi o compensado de 15 milímetros de espessura. Depois de instalado o alto-falante, o restante do volume da caixa acústica foi preenchido com lã de rocha para evitar “vazamento” sonoro.

Para funcionamento dos sensores e atuadores com possibilidade de alteração de suas posições, placas de aço foram utilizadas e nelas instalados os dispositivos. Os detalhes de uma chapa desse tipo podem ser vistos através da Fig. 4.3. Nos pontos de fixação de microfones e caixas acústicas de controle foi feito uso de perfis em z para reforçar a estrutura e servir de trilho das chapas.

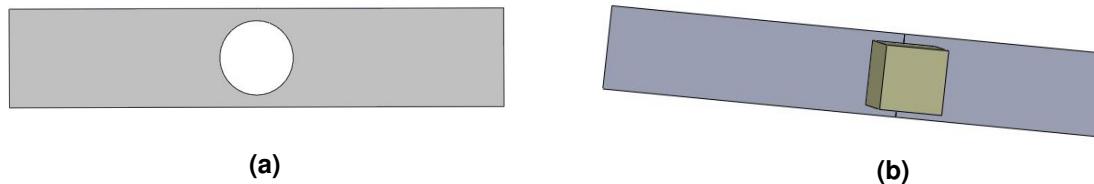


Figura 4.3 – Desenho em três dimensões da montagem de chapa (a) sem caixa acústica e (b) com caixa acústica instalada.

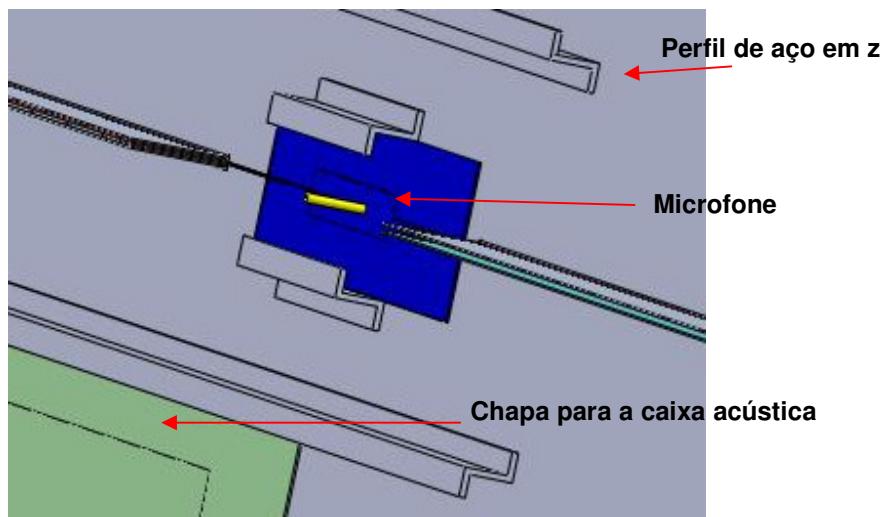


Figura 4.4 – Detalhe do perfil de aço instalado para guia de chapas dos microfones e caixa acústica.

A Figura 4.4 mostra um detalhe da região do duto onde foi feita a instalação de um microfone. Assim, existem no projeto, chapas com caixas acústicas e chapas com microfones instalados. Outras chapas lisas são usadas para vedação. Inclusive, pedaços de espumas foram usados para fechar a extremidade de saída do duto que depois foi vedada com uma chapa. Essa precaução foi tomada, pois o duto foi montado em uma sala altamente reverberante e a qualidade das medidas de desempenho do controle ficaram comprometidas. A espuma evita que aja reflexão do sinal no final do duto.

Na sequência, os dispositivos do projeto poderão ser visualizados e melhor entendidos

4.1.1.1 Duto com Componentes para um Controle Monocanal

Para ser usada a configuração de controle monocanal, o duto foi montado sem a placa divisória interna e foram instalados uma caixa acústica de controle e um microfone de referência e um microfone de erro.

Na Figura 4.5 é apresentado o desenho de um dos lados do duto onde pode ser observada a instalação da caixa acústica que funciona como fonte de ruído primária (1) e caixa acústica de controle (2). A fonte primária foi instalada em uma posição assimétrica para garantir a representação fiel de uma fonte real. Os microfones desse sistema são instalados do outro lado do duto. Portanto, os pontos indicados por (3) estão vedados com chapas lisas. Em (3) serão instalados microfones quando for utilizado, simultaneamente, dois sistemas monocanais. Na Figura 4.6 pode ser visto o ponto (1) onde são instalados os microfones de controle. Ainda nessa figura verificar-se o uso de chapas lisas, indicados por (2), para a vedação das cavidades de alto-falantes (elementos do sistema de controle com dois canais).

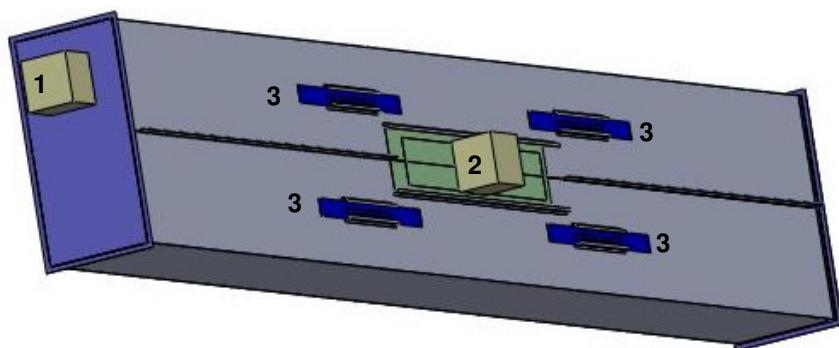


Figura 4.5 - Duto para configuração monocanal com indicação de (1) caixa acústica para fonte de ruído, (2) caixa acústica de controle e (3) vedação das cavidades de microfone.

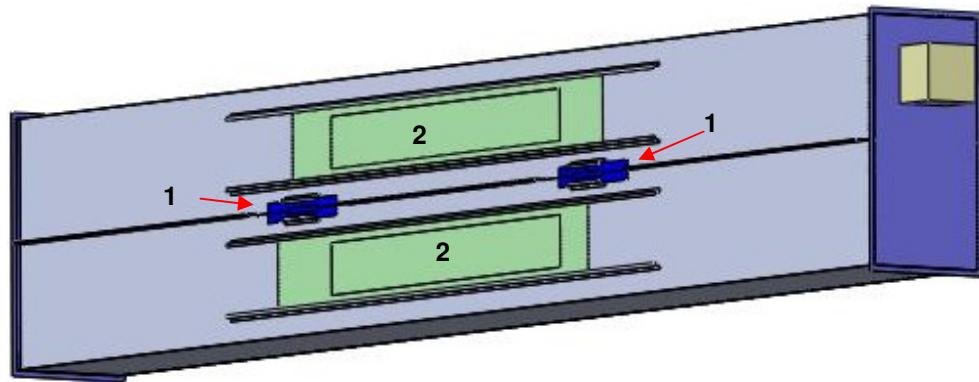


Figura 4.6 - Desenho de duto para configuração monocanal com indicação de (1) chapa com microfone e (2) chapa de vedação.

4.1.1.2 Duto com Componentes para dois Controles Monocanais

Para realização de dois canais de controle foi necessário a colocação da placa divisória interna e instalar externamente quatro microfones e duas caixas acústicas. A Figura 4.7 apresenta as duas caixas acústicas de controle, indicadas pelo número (1). O número (2), ainda na mesma figura, trata-se das chapas de vedação para as cavidades de microfones. Já a Fig. 4.8 é o outro lado do duto com a chapa de vedação de alto-falante (1) e os quatro microfones (dois microfones de referência e dois de erro), indicados pelo número (2).

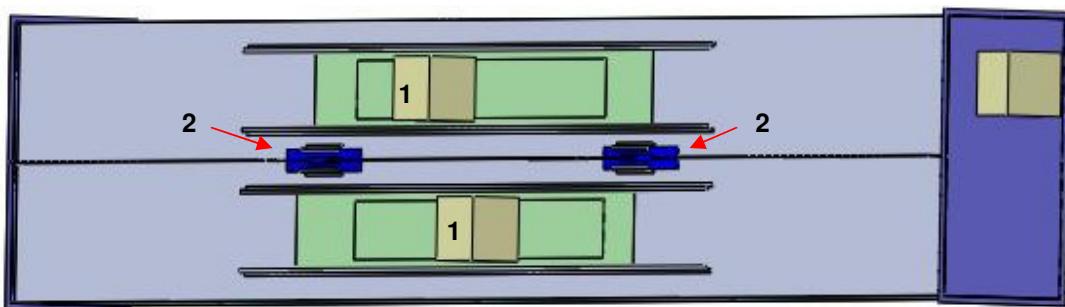


Figura 4.7 - Desenho de duto para configuração monocanal duplo com indicação de (1) caixas acústicas de controle e (2) chapa de vedação.

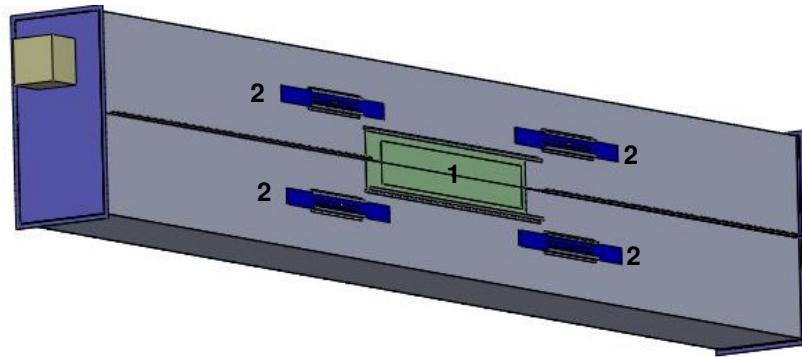


Figura 4.8 - Desenho de duto para configuração monocanal duplo com indicação de (1) caixas acústicas de controle e (2) chapa com microfone.

A Figura 4.9 tem-se a foto do duto construído. Alguns detalhes construtivos podem ser observados como duas caixas acústicas instaladas em chapas de aço e os trilhos em z para guiar essas chapas. Os parafusos vistos nos trilhos são usados para fixar as chapas que garantem uma melhor vedação entre duto e chapa.



Figura 4.9 – Foto do duto construído com caixas acústicas de controle instaladas.

No anexo IV são mostrados detalhes construtivos do duto experimental.

4.2 Descrição da Instrumentação Utilizada

Um diagrama de blocos com os elementos e sistemas que compõem um projeto de controle de ruído pode ser visto na Fig. 4.10. Esse diagrama retrata uma grande quantidade de dispositivos. Assim sendo, é importante conhecer as características de cada um desses sistemas, elementos ou componentes.

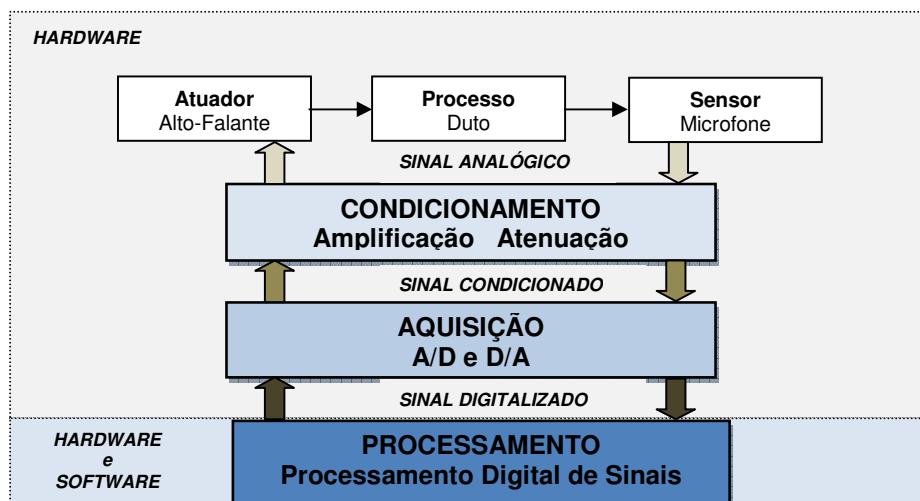


Figura 4.10 – Elementos e sistemas do controle ativo de ruído em camadas.

O presente projeto foi montado com a utilização dos seguintes instrumentos:

- Placa DSK 6713 da Spectrum com as seguintes características (SPECTRUM DIGITAL INCORPORATED, 2003):
 - DSP *Texas Instruments TMS320C6713* (TEXAS INSTRUMENTS, 2005);
 - Memória RAM de 16 MB (megabytes);
 - Entradas analógicas: MIC IN e LINE IN;
 - Saídas analógicas: HP OUT e LINE OUT.
- Microfone Brüel & Kjær tipo 4957 com as seguintes características (BRÜEL & KJAER, 2011A):
 - Sensibilidade: 12,5 mV/Pa (0,38 dB re 1 V/Pa);
 - Faixa de frequência: 50 a 10000 Hz;
 - Faixa dinâmica: 32 a 134 dB.

- c) Microfone Brüel & Kjær tipo 4188 com as seguintes características (BRÜEL & KJAER, 2011B):
- Sensibilidade: 31,6 mV/Pa;
 - Faixa de frequência: 8 a 12500 Hz;
 - Faixa dinâmica: 15,8 a 146 dB.
- d) Acelerômetro Brüel & Kjær tipo 4514 com as seguintes características (BRÜEL & KJAER, 2011C):
- Sensibilidade: 1 a 50 mV/ms² (10 a 500 mV/g);
 - Faixa de frequência: 1 a 10000 Hz;
 - Frequência de ressonância: 32 kHz;
 - Sensibilidade transversal: menor que 5%.
- e) Calibrador sonoro Brüel & Kjær tipo 4231 com as seguintes características (BRÜEL & KJAER, 2011D):
- Precisão da calibração: $\pm 0,2\text{dB}$;
 - Níveis de pressão acústica disponíveis: 94 e 114 dB.
- f) Placa de aquisição com programa PULSE Brüel & Kjær tipo 3560-L com as seguintes características (BRÜEL & KJAER, 2011E):
- Dois canais para acelerômetro, microfone ou martelo de impacto;
 - Programa Pulse com facilidades para análises de vibração e acústica.
- g) Amplificador de potência Mark Áudio modelo MK 1200 com as seguintes características (MARK AUDIO, 2011):
- Dois canais de saída independentes;
 - Volume de 0 a 90 dB;
 - Potência de saída de 75 W para cada canal;
 - Relação sinal-ruido maior que 80 dB.
- h) Amplificador de Potência com circuito integrado TDA2030 (STMicroelectronics, 2011) com as seguintes características (DELFINO, 2005):
- Amplificador classe AB de baixa frequência;
 - Saída de 8 W para impedância de 8 Ohms;
 - Proteção contra curto-circuito.

- i) Pré-amplificador Behinger MIC100 com as seguintes características (BEHINGER, 2011):
 - Um canal para pré-amplificação de microfone;
 - Entradas e saídas平衡adas.

- j) Filtro Passa-Faixa com amplificador operacional TL074 (DELFINO, 2005):
 - Faixa de frequência até 500 Hz excluído nível contínuo (DC);
 - Filtros *antialiasing* e de reconstrução de sinais;
 - Circuito com baixa distorção harmônica.

- k) Alto-falante Selenium modelo 8PW3 com as seguintes características (SELENIUM, 2011):
 - Potência nominal: 125 W;
 - Impedância nominal: 8 Ω;
 - Resposta em frequência: 70 a 8000 Hz;
 - Frequência de ressonância: 69 Hz;
 - Diâmetro: 205 mm.

4.2.1 Montagem da Instrumentação

É possível dividir o sistema CAR monocanal em quatro sistemas menores que serão usados sempre da mesma forma no projeto. Nos subitens a seguir, serão descritos cada um desses sistemas.

4.2.1.1 Sistema de Geração de Ruído

Esse sistema é composto de gerador de sinais, amplificador de potência e alto-falante. A Figura 4.11 ilustra a conexão desses elementos.

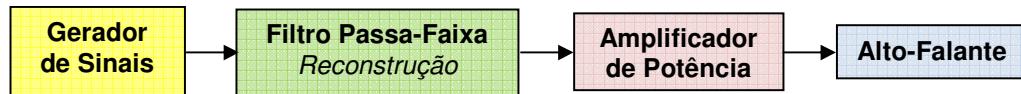


Figura 4.11 – Diagrama de blocos do sistema de geração do sinal de ruído principal.

O papel do gerador de sinais é feito pela placa de áudio de um computador. Os sinais são gerados por um programa de computação matemática. Dessa forma é possível gerar e tocar o sinal harmônico, ruído branco e combinações desses dois sinais.

O filtro passa-faixa cuja frequência inferior foi definida um pouco acima de zero para exclusão do nível contínuo (CC) e a frequência superior é de 500 Hz. Como nesse caso ele está sendo usado em um circuito de saída de sinal, trata-se de um filtro de reconstrução.

O amplificador de potência foi construído usando o circuito integrado TDA2030. Trata-se de um amplificador que pode atingir a potência de 8 W com baixas distorções harmônicas (DELFINO, 2005).

O alto-falante está inserido em uma caixa acústica de madeira, operando em uma banda de frequência de 70 a 8.000 Hz.

4.2.1.2 Sistema de Geração de Sinal de Controle

A Figura 4.12 representa um diagrama de blocos que ilustra os elementos que compõem esse circuito.

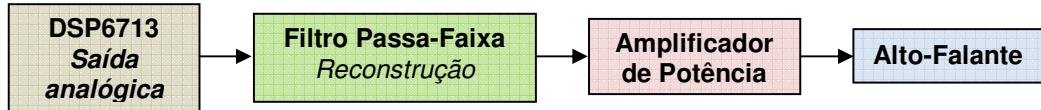


Figura 4.12 – Diagrama de blocos do sistema de geração do sinal de controle.

O sinal de controle é gerado pelo DSP6713 e entregue, já na forma analógica, à saída (LINE OUT) da placa de controle. Trata-se de saída estéreo composta por canal direito e esquerdo.

O sinal analógico de controle é entregue ao filtro de reconstrução (filtro passa-faixa). Na sequência, o amplificador MK1200 garante a potência que o sinal necessita para excitar o alto-falante.

4.2.1.3 Sistema de Aquisição de Sinais para Controle

Esse sistema tem a função de receber o sinal proveniente de microfone e condicioná-lo para a conversão analógico-digital da placa DSK6713. Na Figura 4.13 é apresentado o diagrama de blocos.

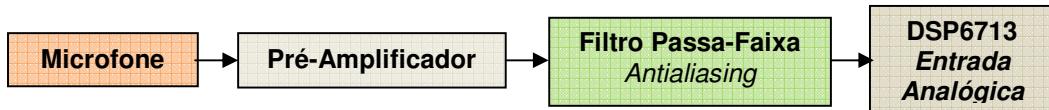


Figura 4.13 – Diagrama de blocos do sistema de aquisição de sinais.

O microfone utilizado é o tipo 4957 (*Brüel & Kjær*) que atua na faixa de 50 a 10.000 Hz com sensibilidade de 12,5 mV/Pa. Esse sensor é usado como microfone de referência ou como microfone de erro. O pré-amplificador é o MIC100 (*Behinger*). O filtro passa-faixa é idêntico ao usado na etapa de geração de sinais, mas com o papel de *antialiasing*. Por fim, o sinal chega à entrada analógica na placa DSK6713 (*Line Out*). Trata-se de uma entrada estéreo, o que garante a disponibilidade de dois canais.

4.2.1.4 Sistema de Aquisição de Sinais para Avaliações

O objetivo desse sistema é captar o sinal sonoro para a avaliação de desempenho do sistema CAR para o duto que foi montado fechado. Inicialmente foi utilizado um microfone B&K tipo 4188 instalado no final do duto. Nessa configuração os resultados experimentais não foram coerentes em algumas frequências testadas, pois existem freqüências nas quais os microfones de erro indicaram que o controle atuou com eficiência, contudo as medidas no microfone na saída do duto mediram o ruído sem atenuação. Assim, se partiu para o uso dos próprios microfones de erro para gerar os sinais de avaliação do controle. Na Figura 4.14 são apresentados os elementos que compõem o diagrama de blocos associado a aquisição dos sinais de pressão para avaliação do controle.

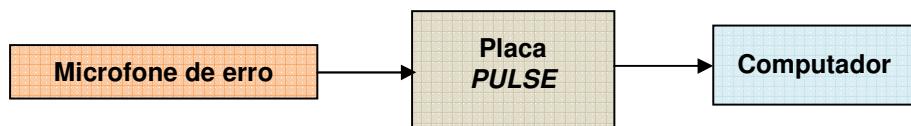


Figura 4.14 – Diagrama de blocos do sistema de aquisição de sinais para avaliação do controle.

O microfone utilizado é o tipo 4957 (*B&K*). A placa de aquisição de sinais PULSE tipo 3560-L B&K e trabalha integrada ao programa PULSE para digitalização de sinais. Do programa PULSE pode-se obter o resultado da pressão acústica no domínio do tempo ou da frequência. Uma vez salvo o arquivo com informações da pressão no domínio da frequência, faz-se a

conversão para dB e o resultado gráfico pode ser visualizado em banda estreita ou banda de 1/3 de oitava.

No caso de se trabalhar com dois sistemas de controle são feitas medidas nos dois microfones de erro e seus resultados (pressão acústica) são somados.

4.2.2 Testes Preliminares

Alguns experimentos iniciais foram realizados com o objetivo de se verificar e calibrar a instrumentação.

Primeiramente, foi realizada a calibração do microfone 4957 a ser no sistema de controle. Essa calibração foi feita por comparação através do seguinte procedimento:

- Foi utilizado o duto com a extremidade de saída aberta;
- O microfone do tipo 4188 foi calibrado através do calibrador;
- Os microfones tipo 4188 e 4957 foram fixados próximos, dentro do duto, e conectados ao sistema de aquisição PULSE LITE;
- Um sinal harmônico de 300 Hz foi gerado pela fonte primária.

Avaliando os sinais dos dois microfones pode-se concluir que as medições apresentaram a mesma frequência. Contudo, a amplitude medida pelo microfone tipo 4957 apresentou nível de pressão sonora inferior em 1,5 dB em relação à medida realizada pelo microfone tipo 4188.

O segundo experimento foi feito posicionando internamente ao duto o microfone tipo 4957 e o microfone tipo 4188 foi instalado próximo a uma fonte emitindo um sinal harmônico posicionada a um metro do duto. A extremidade de saída do duto foi mantida fechada. O objetivo foi o de verificar o quanto a estrutura do duto atenua um sinal externo. Verificou-se, para a frequência considerada, uma atenuação de 15 dB.

O terceiro e último experimento buscou verificar a qualidade dos sinais gerados pela placa DSK6713 através do seguinte procedimento:

- Um sinal de tom puro foi gerado pelo DSK6713 e suas amostras arquivadas em vetor;
- O tom puro gerado foi enviado à caixa acústica associada à fonte principal;
- O sinal foi medido pelo microfone tipo 4188 usando-se a placa 3560-L.

A comparação do sinal armazenado pelo DSP com o medido pelo microfone não apresentou variações nas frequências. Foram avaliados alguns sinais harmônicos nas

frequências 150, 200, 250 e 300 Hz, dentro da banda de análise do experimento sem, contudo que ocorressem variações entre os valores gerados e medidos.

Com os resultados dos testes foi possível ter segurança que todos os elementos que compõem o sistema de controle funcionam adequadamente.

4.3 Análise Modal do Duto

É importante conhecer as frequências naturais de uma estrutura a ser utilizada em experimentos dinâmicos. Tais parâmetros são informações adicionais sobre o duto experimental e contribuem para os ajustes e calibrações do sistema acústico e dos sistemas de controle. Assim, foi utilizada uma técnica de análise modal operacional para estimar as frequências naturais e taxas de amortecimento do duto com placa divisória.

A Análise Modal Operacional (AMO) é um método de extração modal em que se avalia o sistema utilizando apenas o sinal de saída do mesmo. Foi utilizado o sinal impulsivo como entrada de cada sistema investigado (HOLANDA; et al. 2010). Nesse caso, foi usado um sinal impulsivo, aplicado em um ponto de referência, próximo a fonte principal e foram medidas, utilizando acelerômetros, as saídas nos pontos de relevância no duto. A partir desses sinais foram estimados o auto-espectro e os espectros cruzado. Na Figura 4.15 é apresentado o gráfico do auto-espectro obtido.

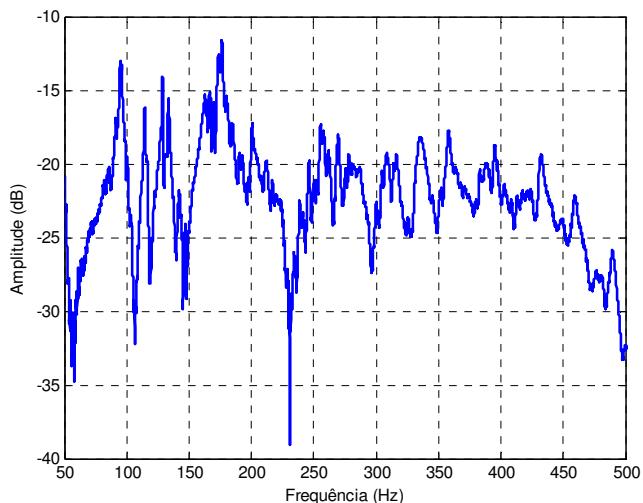


Figura 4.15 – Gráfico do auto-espectro com sensor instalado próximo a fonte primária.

As funções de correlação foram calculadas em relação à resposta do acelerômetro de referência. Os sinais obtidos foram utilizados em um algoritmo ERA (*Eigensystem Realization Algorithm*), sendo estimadas as freqüências naturais e seus respectivos fatores de amortecimento. Na Tabela 4.1 são apresentadas algumas desses valores. São as frequências naturais existentes dentro da banda a ser considerada para se avaliar o sistema de controle. Ainda na Tab. 4.1 tem-se o MAC (*Modal Assurance Criterion*): coeficiente de correlação entre dois vetores modais (formas modais) quaisquer. Se o MAC entre duas formas modais for igual a 100%, então estes vetores estão perfeitamente correlacionados.

Tabela 4.1 – Alguns resultados da análise modal de duto experimental.

Frequência Natural [Hz]	Taxa de Amortecimento (%)	MAC[%]
167,66	0,007162771	99,9995
176,29	0,003392512	99,9997
190,14	0,004800793	99,9996
255,48	0,003802645	99,9998
337,31	0,0006940265	99,8635
395,41	0,002156461	99,9954

O sistema de controle ativo teve boa convergência mesmo com o sinal de entrada trabalhando próximo de alguma das frequências naturais do duto. Uma hipótese é que a energia existente no sinal de entrada, não foi suficiente para excitar a estrutura e causar vibrações que prejudiquem o controle.

4.3 Considerações Finais

Uma vez desenvolvido o duto experimental com a possibilidade de testar sinais de entrada diversos e diversas posições dos sensores e atuadores, pode-se agora propor as simulações e otimizações para serem averiguadas nesse duto real.

O próximo capítulo são considerados os aspectos relacionados ao algoritmo de otimização, necessário para se determinar a melhor posição para instalação das fontes de controle, visando obter a maior atenuação do ruído. Também serão abordadas as simulações com os algoritmos adaptativos LMS e FxLMS.

CAPÍTULO V

OTIMIZAÇÃO E SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE ATIVO DE RUÍDO

Algoritmos genéticos têm sido aplicados com sucesso a diversos problemas de otimização (WEISE, 2009). São métodos de busca aleatórios que imitam a evolução biológica natural. Eles realizam um processo de busca multidirecional, mantendo uma população de soluções potenciais que trocam informações entre si. Uma evolução simulada dessa população faz com que a cada geração apresente soluções com boa performance que são selecionadas enquanto as soluções com desempenho ruim são eliminadas. Para distinguir entre diferentes soluções, utiliza-se uma função de aptidão (*fitness*) que simula o papel da pressão exercida pelo ambiente sobre o indivíduo (SERRADA, 1996).

Neste capítulo apresentam-se a estrutura de um algoritmo genético com a descrição de suas formas de representação, métodos de seleção e os diferentes operadores genéticos utilizados. Finalmente, são detalhadas as principais características de um algoritmo genético híbrido como uma ferramenta de processos de busca, devido aos seus bons resultados na especificação da melhor posição e valor de pressão acústica a serem entregues ao atuador do sistema de controle do ruído de que trata este trabalho.

Aqui também é feita a obtenção de funções de transferências associadas ao caminho principal e ao caminho secundário no interior do duto que viabilizaram simulações dos algoritmos LMS e FxLMS para nortear a implementação do sistema de controle.

5.1 Algoritmos Genéticos

Na Engenharia, muitos projetos modernos de grande complexidade têm recebido valiosa ajuda das ferramentas simulação e otimização, que juntas ou isoladas geram conhecimento prévio e facilitam a construção de sistemas (SAVORY, 1994).

Pode-se entender simulação como o “processo de projetar um modelo de um sistema real e realizar experimentos nesse modelo com o propósito de compreender o comportamento do sistema e/ou avaliar várias estratégias para a operação do sistema” (SHANNON, 1998).

Como foi abordado no capítulo II, este trabalho usa um programa com método de elementos finitos para viabilizar o modelo acústico do duto e permitir a simulação de várias situações, com o teste de vários tipos de sinais de entrada.

Agora, otimizar, significa melhorar e aperfeiçoar. Existe uma grande quantidade de métodos de otimização. De uma forma bem simples pode-se classificá-los em determinísticos e aleatórios (WEISE, 2009; SOARES, 1997). O algoritmo FxLMS é classificado com determinístico.

Algoritmos genéticos pertencem a uma família de modelos computacionais de caráter aleatório inspirados na evolução (HOLLAND, 1975). Esses algoritmos modelam uma solução para um problema específico em uma estrutura de dados como a de um cromossomo e aplicam operadores que recombinam essas estruturas preservando informações críticas (VILLANUEVA, 2005).

Nos algoritmos genéticos as variáveis do problema a ser otimizado são codificadas em um cromossomo de comprimento finito. A representação mais simples e mais utilizada de codificação é a representação binária. Os termos cromossomo e indivíduo são sinônimos e cada um deles corresponde a uma possível solução do problema. Então, estando disponível um grupo de indivíduos (população de uma geração), verifica-se a potencialidade de cada um em relação ao grupo, na tentativa de selecionar os mais aptos para cruzamento. Depois de se efetuar o cruzamento, cada gene de cada indivíduo estará sujeito a uma eventual ação da mutação. Cruzamento e mutação são conhecidos como operadores genéticos.

É importante novamente ressaltar que os algoritmos genéticos são técnicas probabilísticas. Assim sendo, um algoritmo genético com a mesma população inicial e o mesmo conjunto de variáveis pode encontrar soluções diferentes, cada vez que é executado (GEN, 2000).

Os algoritmos genéticos são, em geral, programas simples que necessitam somente de informações locais ao ponto avaliado (aptidão dos indivíduos), não necessitando de derivadas ou qualquer outra informação adicional. Esse fato torna os algoritmos genéticos excelentes para otimizar problemas descontínuos (CALIXTO, 2008).

5.1.1 Técnicas Híbridas

Os algoritmos genéticos têm uma estrutura muito versátil e isso possibilita o seu acoplamento a outras técnicas, como por exemplo, a associação com métodos determinísticos, com lógica *fuzzy* ou com redes neurais artificiais. Essa associação de algoritmos genéticos com outras técnicas denomina-se técnicas híbridas (GEN, 2000).

Num algoritmo de otimização, duas características são importantes para encontrar a solução global: achar a região (espaço restrito) onde está localizada a solução e explorar essa região para definir o ponto ótimo. Os algoritmos genéticos são mais eficientes na primeira parte citada. Eles têm deficiência na convergência final. Isso porque, na fase final, a população compartilha, praticamente, do mesmo código genético. Seus indivíduos têm estrutura bem parecida. A partir desse estágio, qualquer melhoria deve-se praticamente à mutação que age aleatoriamente. A solução para o problema de convergência final pode ser o acoplamento do algoritmo genético com um método determinístico. A razão é que esses métodos têm a forte característica de rápida convergência final na região onde eles se encontram.

Na sequência do capítulo a técnica de hibridização do AG com o método de quase-Newton será detalhada no que diz respeito à implementação desenvolvida para o problema de otimização de sistema de controle ativo de ruído.

5.2 Algoritmo Genético Proposto

O problema da otimização considerado neste trabalho é de minimização. Busca-se a posição do alto-falante mais adequada e pressão acústica que ele deve receber para gerar a menor sensação auditiva possível a um metro da saída do duto.

O diagrama de blocos mostrado na Fig. 5.1, define os principais elementos utilizados para fazer a otimização de um problema com vários mínimos locais e um ponto de mínimo ótimo. Assim, os problemas abordados são expressos pela Eq. 5.1.

$$\min f(x) \quad (5.1)$$

sujeitos a:

$$x \in \Omega \subset \Re^n \quad (5.2)$$

onde $f(x)$ é a função de avaliação ou objetivo, é o conjunto factível onde todos os pontos poderão ser solução do problema proposto.

Os itens seguintes descrevem os detalhes da implementação do algoritmo genético para se realizar a simulação de um duto de seção retangular nas dimensões: 6.000 milímetros de comprimento, 900 milímetros de altura e 450 milímetros de largura. Apesar de o alvo principal ser um sistema de controle com dois canais, para facilitar a compreensão, foi utilizado o duto sem divisão interna e apenas uma fonte de controle como projeto inicial mais simples. Posteriormente, foi desenvolvido duto com placa divisória interna instalada e a presença de dois sistemas de controle.

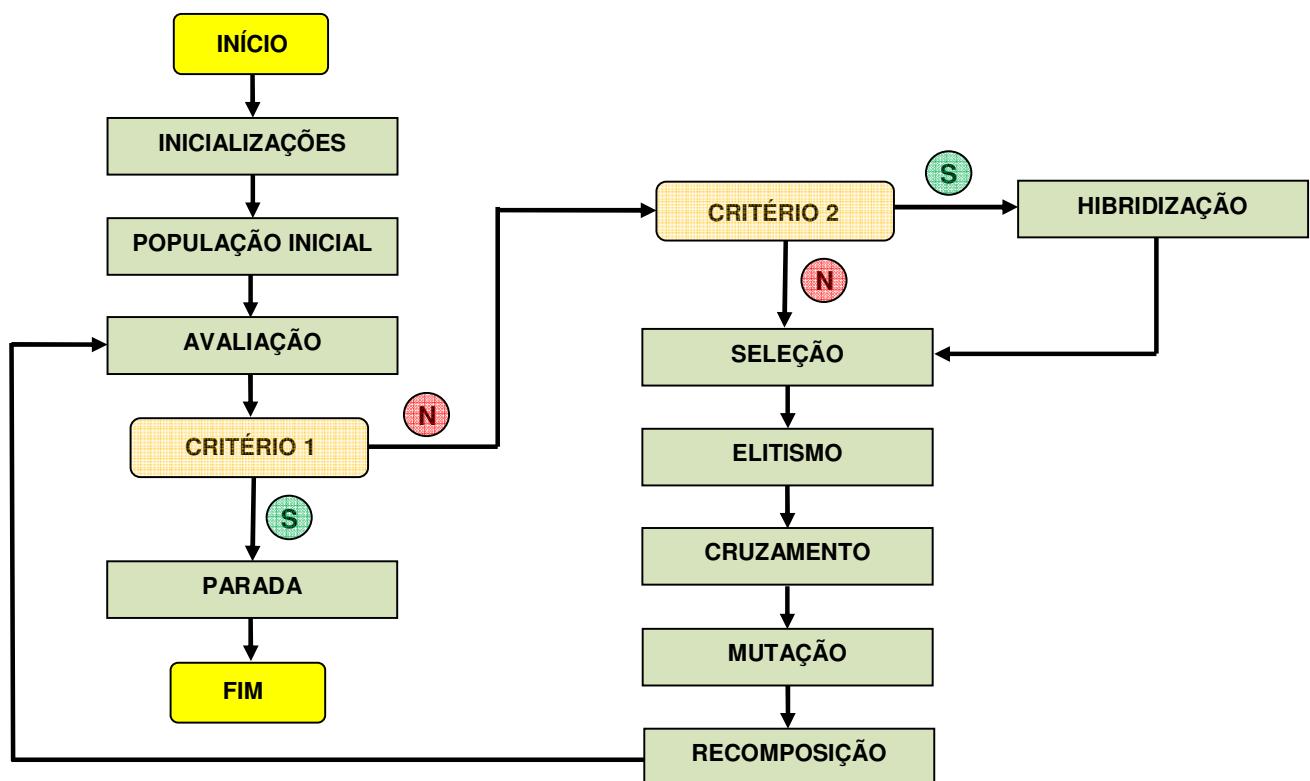


Figura 5.1 – Diagrama de blocos do algoritmo genético proposto.

5.2.1 Codificação e População Inicial

Como se sabe, cada cromossomo gerado é um indivíduo da população e também uma possível solução para o problema de otimização do sistema CAR.

São necessários dois tipos de genes:

- Pressão acústica: separada em parte real (P_{real}) e parte imaginária (P_{imag}), é o valor de pressão acústica em Pa que será aplicada ao alto-falante para fazer o cancelamento da pressão produzida pela fonte;
- Posição (pos): é a posição do alto-falante da fonte de controle, em metros, em relação a base do duto onde está instalada a fonte de ruído (fonte primária).

A Figura 5.2 representa a montagem de um cromossomo considerando o sistema CAR com uma única fonte de controle. Ainda na Fig. 5.2, os valores P_{real} , P_{imag} e pos são os alelos de cada gene.

Parte Real da Pressão (Pa)	Parte Imag. da Pressão (Pa)	Posição (m)
Gene ₁ : P_{real}	Gene ₂ : P_{imag}	Gene ₃ : pos

Figura 5.2 – Codificação de um indivíduo.

O tamanho da população inicial m é definido empiricamente. Para sua montagem é necessário obter o intervalo de atuação para cada gene. Para pressão (parte real ou imaginária) foi utilizado o intervalo [-1,0;+1,0] Pa, já que nas simulações, a pressão imposta na fonte primária é de 1 Pa. Para a posição do atuador foi definido o intervalo [2,0;4,0] metros. Esse intervalo é o mesmo utilizado para inserção de placa divisória no interior do duto para a planificação de ondas planas.

5.2.2 Avaliação

A avaliação deve mensurar o valor da pressão acústica a um metro da saída do duto. Para chegar a esse valor, para um dado cromossomo, como o definido pela Fig. 5.2, foi utilizado o programa de elementos finitos ANSYS®, que é executado como função do algoritmo genético e que desenvolve as seguintes ações:

- Monta a estrutura do duto;
- Monta o fluído (ar) no interior do duto;
- Aplica a pressão sonora correspondente a um sinal harmônico à fonte de ruído instalada na base do duto;
- Aplica a pressão sonora (P_{real} e P_{imag}) na posição (pos) para gerar o sinal de controle;

- Mede, a um metro da saída do duto, a pressão sonora para produzir o valor de avaliação por meio de um arquivo de resultados.

Na Figura 5.3, como exemplo, pode-se ver o resultado gráfico de uma simulação 2D, feita no ANSYS®, para o duto já especificado. O sinal harmônico aplicado tem frequência de 150 Hz. A fonte de controle foi montada na posição 3 metros do início do duto e foi usada $P_{real} = P_{imag} = 0,5$ Pa. Na saída do duto existe um retângulo onde as paredes foram configuradas para fazer a absorção total do som. Isso garante ao modelo, situação semelhante à propagação do som ao ar livre (descarga para a atmosfera). Ainda na Fig. 5.3 é mostrado um retângulo com limites tracejados que define a região do sistema onde é colhido o vetor de pressão sonora de saída. A letra j na figura representa a unidade imaginária.

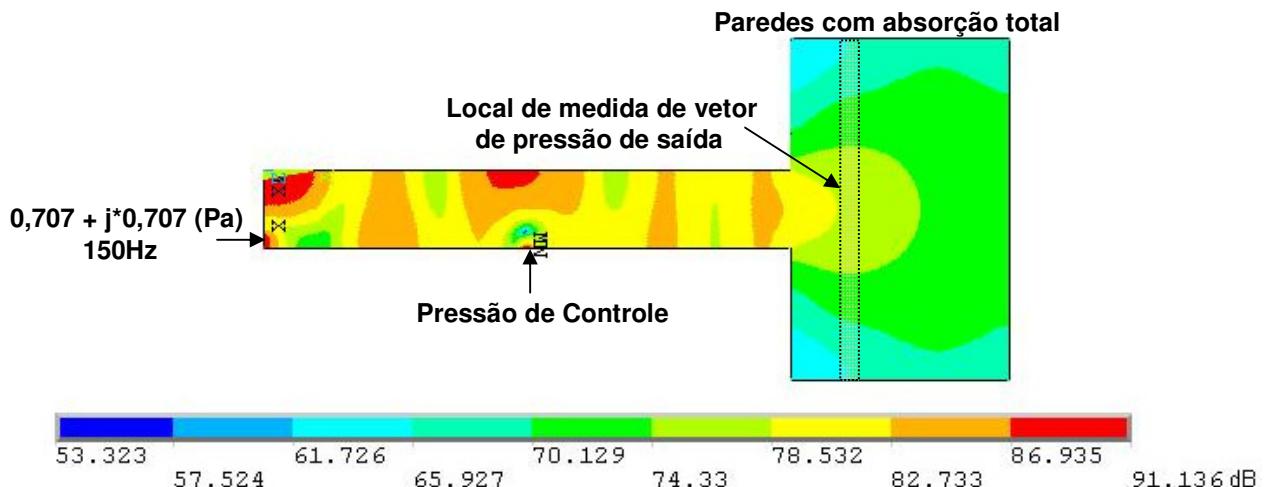


Figura 5.3 – Duto com indicação de sinal de entrada, sinal de controle e local para medida do sinal de saída.

Depois de obtido os dados de saída para o duto com uma fonte de controle específica atuando, o fluxo de execução retorna ao algoritmo genético que calcula a média da pressão sonora e depois o valor do Nível de Pressão Sonora (NPS), que é dado em decibel. Esse é o valor utilizado para quantificar o cromossomo e aplicar, posteriormente, os operadores genéticos. Para o duto da Fig. 5.3, com fonte primária e controle e nas dimensões definidas anteriormente, o NPS é 72 dB.

Durante as simulações foi testado outro critério para compor a saída: o valor máximo do vetor de pressão sonora. Contudo o valor da média desse vetor mostrou-se mais estável no processo de otimização.

5.2.3 Critérios

Existem dois testes que são executados a cada geração. Esses testes analisam os dados oriundos da avaliação, definindo o fluxo de dados e determinando a próxima etapa a ser executada.

5.2.3.1 Critério 1 - Hibridização

Para controlar a qualidade das aptidões e procurar melhores indivíduos, utiliza-se um algoritmo genético hibridizado. Trata-se de uma estrutura capaz de melhorar um indivíduo que depois volta ao algoritmo genético para compartilhar essa melhora e realizar uma convergência mais rápida e precisa. O algoritmo determinístico que melhor se adequou ao sistemas de controle ativo foi o quase-Newton.

O método de quase-Newton é intermediário entre a simplicidade do método do gradiente e a rapidez do método de Newton. Ao invés de calcular a inversa da matriz Hessiana, caso do método de Newton, o método quase-Newton aproxima essa inversa em um processo iterativo finito, utilizando apenas derivadas de primeira ordem, como os métodos de gradiente.

Esse método exige um ponto inicial razoavelmente “bom”, o que pode ser fornecido pelo algoritmo genético, reduzindo o trabalho computacional. O método quase-Newton é habilitado no algoritmo genético e acionado da seguinte forma: escolhe-se um número e sempre que a geração g for múltipla desse número o método determinístico é executado tendo como ponto de partida o melhor indivíduo da atual geração. Foi utilizado neste trabalho, nas otimizações para o sistema acústico associado ao duto, a cada 3 gerações o método de quase-Newton é acionado.

5.2.3.2 Critério 2 - Parada

A parada e definição do melhor indivíduo se dão quando a função de avaliação $f(x) \leq 10 \text{ dB}$ ou o número de gerações ultrapassar um valor inicial estabelecido.

5.2.4 Operadores

5.2.4.1 Método de Seleção

O método de seleção deve simular o mecanismo de seleção natural que atua sobre as espécies biológicas, fazendo com que, depois de algumas gerações, os pais mais aptos, gerem mais filhos e filhos mais aptos. Os pais menos aptos também podem gerar descendentes, porém deve-se privilegiar os indivíduos com melhor aptidão sem desprezar completamente os indivíduos com aptidão extremamente baixa. Essa decisão é de extrema importância, pois até indivíduos com aptidão extremamente baixa podem conter características genéticas (genes) que sejam favoráveis à criação de um indivíduo otimizado, características essas que podem não estar presentes em nenhum outro cromossomo da população. Na natureza, existem características em que os indivíduos mais fracos também geram uma prole, apesar de ocorrer com menor frequência do que os mais aptos.

Caso selecione apenas os melhores indivíduos, a população tenderá a ser composta de indivíduos cada vez mais semelhantes e não haverá diversidade nessa população para que a evolução possa prosseguir de forma satisfatória, produzindo assim superindivíduo (indivíduo com aptidão muito melhor que a do seu próximo concorrente) ocasionando uma convergência prematura, deixando o algoritmo genético preso em algum ótimo local.

Assim, a seleção foi realizada de forma bem simples: a população é reordenada tendo como critério a aptidão de cada indivíduo. Como mencionado, a aptidão é o Nível de Pressão Sonora (NPS) em dB, medido na saída do duto. Assim, os melhores indivíduos são definidos pelo menor valor de NPS.

5.2.4.2 Método do Elitismo

O método de elitismo previne que os melhores indivíduos não corram os riscos de desaparecerem pela manipulação dos operadores genéticos ou, eventualmente, não sejam selecionados pelo método de seleção, haja vista que o método de seleção é completamente aleatório (GOLDBERG, 1989). Esse método garante que o desempenho do algoritmo genético cresça no decorrer das gerações. Os melhores indivíduos de cada geração não devem ser substituídos junto à sua geração, mas sim passar para a próxima geração visando garantir que seus genes sejam preservados. A manutenção do melhor indivíduo da geração g , na população

da geração $g + 1$, garante pelo menos uma avaliação igual ao melhor indivíduo da geração g , no pior caso em que nenhum indivíduo melhor na geração $g + 1$ seja criado.

Esse método também divide a população em dois grupos distintos, onde uma porcentagem menor, com os melhores indivíduos, irá participar do grupo da elite, e o restante do grupo da não elite. O processamento efetuado no elitismo é muito pequeno visto que já se têm determinado a avaliação de cada indivíduo na aplicação do método de seleção.

Como foi visto, o problema de otimizar o presente sistema de controle ativo de ruído exige dois tipos de genes: pressão e posição. Esses genes são diferentes no que diz respeito a valores, unidade de medida e intervalo de busca. Assim, foi necessária a criação de rotina de elitismo especializada para tratar a pressão e a posição.

Em linhas gerais, o elitismo define, com base nos valores de menor *fitness*, os dois subconjuntos da população: a elite e a não-elite. Portanto, não existir a elite do gene pressão e a elite do gene posição. Da mesma forma para a não-elite. Cada subconjunto possui metade dos indivíduos dessa população. O número de indivíduos da população deve ser par.

5.2.4.3 Operador de Cruzamento Variável

O operador de cruzamento (*crossover*) combina os genes de dois ou mais indivíduos, permitindo que os indivíduos das próximas gerações herdem as características dos indivíduos das gerações anteriores. A idéia intuitiva por trás deste operador é a troca de informação entre diferentes soluções candidatas.

No algoritmo genético clássico é atribuída uma taxa de cruzamento p_c , para todas as gerações. O operador de cruzamento tem um papel importante no algoritmo genético. Pode-se considerá-lo como uma das estruturas que definem a eficiência do algoritmo genético. Nos casos de algoritmo genético com codificação real, esses operadores influem decisivamente sobre o nível de diversidade da população e são fatores determinantes para evitar o problema de convergência prematura do AG (CALIXTO, 2008).

É o valor p_c que define qual a probabilidade de haver cruzamento em uma determinada geração. Quanto maior a taxa de cruzamento, mais rapidamente novas estruturas serão inseridas na população. Mas se for muito alta, estruturas com boas aptidões poderão ser perdidas mais rapidamente que a capacidade da seleção em criar melhores estruturas. Se a taxa for muito baixa, a busca pode ficar estagnada. É conveniente que essa taxa seja variável.

Da mesma forma que no operador de elitismo, foi necessário a criação de rotinas específicas para tratar o cruzamento dos genes de pressão e posição. Dessa forma, depois de

executado esse operador, não existir descendentes associados à pressão e descendentes associados à posição.

A Equação 5.3 define um parâmetro importante. É a taxa de cruzamento que foi determinada ter variação linear decrescente para o presente algoritmo.

$$p_c(g) = -\frac{T_{co}-T_c}{N_g-1} (g - N_g) + T_c \quad (5.3)$$

onde:

N_g : Número de gerações;

g : geração corrente;

$p_c(g)$: Taxa de cruzamento da geração g ;

T_{co} : Taxa de cruzamento inicial;

T_c : Taxa de cruzamento final.

Neste trabalho foi utilizado $T_{co} = 0,8$ e $T_c = 0,2$. Dessa forma, essa taxa de cruzamento variável faz com que muitos cruzamentos ocorram no inicio do processo de busca (nas primeiras gerações), mas a quantidade de cruzamento se torne menor à medida que os indivíduos sofrerem melhorias. Foi utilizado o cruzamento uniforme. Para cada gene é sorteado um número q no intervalo $[0;1]$. Caso $q > 0,5$, o *Filho*₁ recebe o gene G_{1n} , do *Pai*₁ e o *Filho*₂ recebe o gene G_{2n} , do *Pai*₂, onde o índice 1 ou 2 indica de qual grupo pertence o pai, elite ou não elite, respectivamente. O índice $n = 1,2,\dots,N$ indica qual a posição do gene no cromossomo. Caso $q < 0,5$, o *Filho*₁ recebe o gene G_{2n} , do *Pai*₂ e o *Filho*₂ recebe o gene G_{1n} , do *Pai*₁. É apresentado na Fig. 5.4 o funcionamento do *crossover* uniforme.

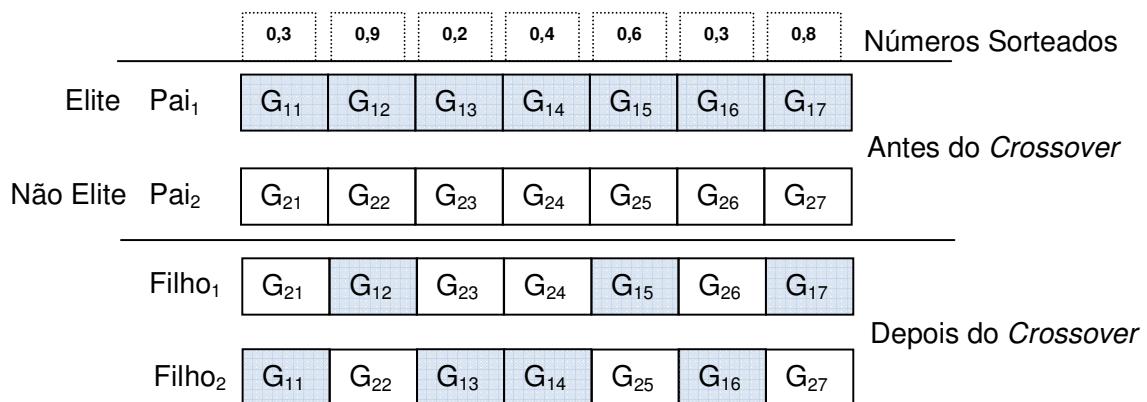


Figura 5.4 – Exemplo explicativo de cruzamento uniforme.

5.2.4.4 Operador de Mutação Variável

Esse operador genético introduz variabilidade dentro da população. Ele consiste em arbitrariamente alterar o valor de determinados genes de um indivíduo. A idéia intuitiva por trás do operador de mutação é criar uma diversidade extra na população, sem destruir o progresso já obtido com a busca.

O valor p_m define qual a probabilidade de haver mutação em uma determinada geração. Uma baixa taxa de mutação impede que a busca fique estagnada em sub-regiões do espaço de busca. Isso possibilita que qualquer ponto do espaço de busca seja atingido. Com uma taxa de mutação muito alta, a busca se torna essencialmente aleatória. É interessante que essa taxa varie linearmente.

A mutação também foi criada atendendo as duas categorias de genes. A taxa de mutação, parecida com o operador cruzamento, foi definida linear crescente. Sua equação é dada por:

$$p_m(g) = \frac{T_m - T_{mo}}{N_g - 1} (g - N_g) + T_m \quad (5.4)$$

onde, os novos parâmetros são:

$p_m(g)$: Taxa de mutação da geração g ;

T_{mo} : Taxa de mutação inicial;

T_m : Taxa de mutação final.

Os parâmetros são normalmente inicializados como: $T_{mo} = 0,01$ e $T_m = 0,9$. O objetivo é garantir diversidade dos indivíduos no final do processo de busca. A taxa de mutação alta garante essa característica do algoritmo.

O operador de mutação variável escolhe um gene e um número $q = [0;1]$, caso $q > 0,5$ o gene escolhido é mutado, caso $q < 0,5$ esse gene não será mutado. A mutação ocorre utilizando um valor Δm expresso por:

$$\Delta m(g) = g^{-1} \quad (5.5)$$

Trata-se de uma função exponencial decrescente. Para as últimas gerações muitas mutações vão ocorrer, mas a perturbação no gene será pequena.

Na Figura 5.5 são mostrados os gráficos das taxas de cruzamento e mutação para 10 gerações. O gráfico de Δm , também para 10 gerações, pode ser visto na Fig. 5.6.

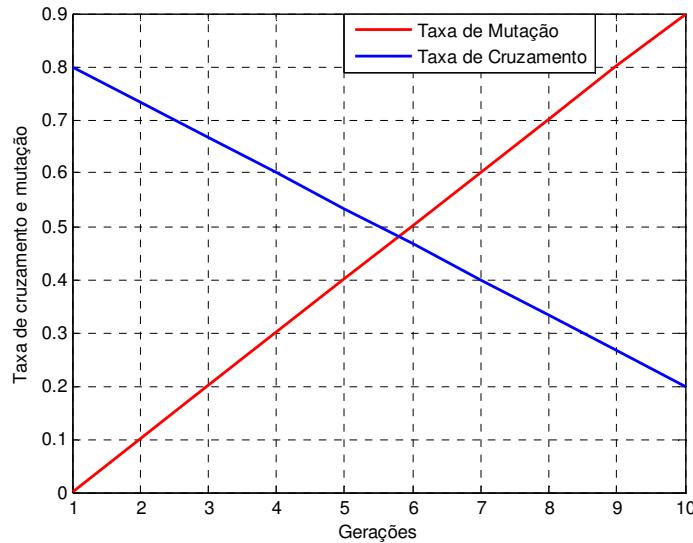


Figura 5.5 – Gráficos representando as taxas de cruzamento e mutação para 10 gerações.

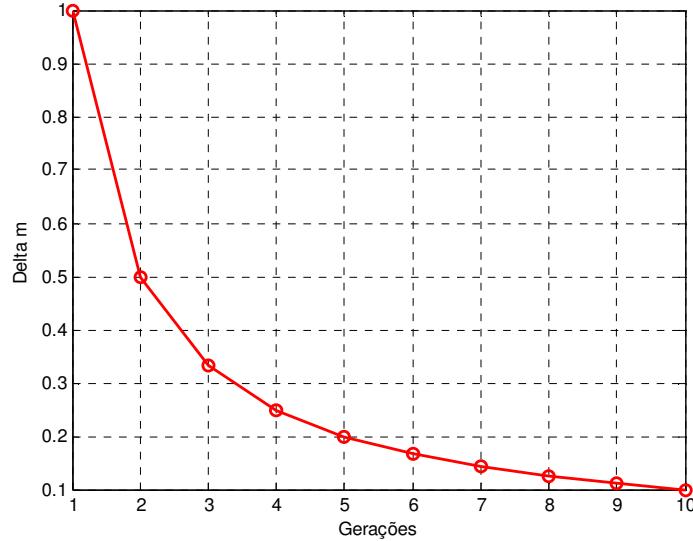


Figura 5.6 – Gráficos representando o parâmetro Δm em função das gerações.

5.2.4.5 Recomposição

Devido à mutação, alguns genes podem assumir valores fora do intervalo de busca, tanto para pressão quanto para a posição do atuador. Assim, foi criada uma rotina complementar que sorteia um novo valor para um gene qualquer, caso ele esteja fora do intervalo válido.

5.3 Otimização Aplicada ao Duto

O objetivo da otimização é obter a melhor posição para se instalar uma fonte de controle no duto experimental. O sinal de entrada utilizado (sinal primário) é um tom puro. Foram realizados dois tipos de implementação:

- Duto sem placa divisória: é um sistema monocanal, onde é necessário otimizar a posição e pressão acústica (parte real e imaginária) de uma fonte de controle;
- Duto com placa divisória: é um sistema monocanal duplo, onde é necessário otimizar dois sistemas. Então, tem-se como saída da otimização, duas posições para atuador e duas pressões (parte real e imaginária).

A seguir serão abordados as inicializações utilizadas, características e resultados para cada um dos projetos.

5.3.1 Duto sem Divisão Interna

A Figura 5.7 trata-se de esquema representativo de duto que se pretende otimizar com presença dos principais seus componentes.

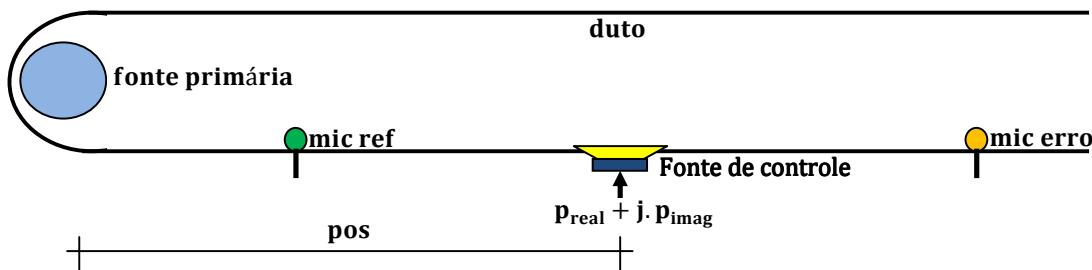


Figura 5.7 – Corte longitudinal de duto com os elementos do sistema CAR monocanal.

Como pode ser visto na Fig. 5.7, o sistema acústico é composto de duto, fonte de ruído, fonte de controle, microfone de referência e microfone de erro. A função de cada um desses elementos foi discutida no capítulo II. As dimensões e parâmetros acústicos do duto são as mesmas apresentadas no referido capítulo, mas serão repetidas aqui por conveniência, através da Tab. 5.1.

Tabela 5.1 – Dimensões e parâmetros do duto.

Descrição	Valor
Velocidade do som (c_0)	342 m/s
Comprimento do duto (L_z)	6.000 mm
Largura do duto (L_x)	450 mm
Altura do duto (L_y)	900 mm
Frequência de corte (f_c)	190 Hz

Na otimização foi utilizado como fonte de ruído um sinal harmônico com frequência de 150 Hz. Conforme já explicado no capítulo II, medir o valor para função objetivo é obter os níveis de pressão a um metro de distância da saída do duto e depois calcular o NPS.

Os demais parâmetros do algoritmo genético são mostrados na Tab. 5.2.

Tabela 5.2 – Valores dos parâmetros utilizados na otimização.

Descrição	Valor
Tamanho da população	20
Número de gerações	50
Número de iterações do algoritmo híbrido	20
Intervalo de pressão acústica para população inicial	[-1; 1] Pa
Intervalo de posição da fonte de controle para pop. inicial	[2.000; 4.000] mm

A probabilidade de cruzamento, probabilidade de mutação e valor de acréscimo da mutação (Δm) são os mesmos apresentados através das figuras 5.5 e 5.6.

O resultado da otimização é apresentado na Tab.5.3.

Tabela 5.3 – Resultado da otimização para duto sem placa divisória e frequência do sinal de entrada de 150 Hz.

Descrição	Valor
Parte real da pressão de controle (P_{real}) em Pascal	0,583874074854071
Parte imaginária da pressão de controle (P_{imag}) em Pascal	0,583874074854071
Posição, em relação à fonte primária, da fonte de controle (pos) em metros	3,48
Atenuação do ruído a um metro da saída do duto em decibel	58

O gráfico de evolução do melhor indivíduo para cada geração é dado pela Fig. 5.8. Além disso, também é mostrado o NPS sem o controle estar operando.

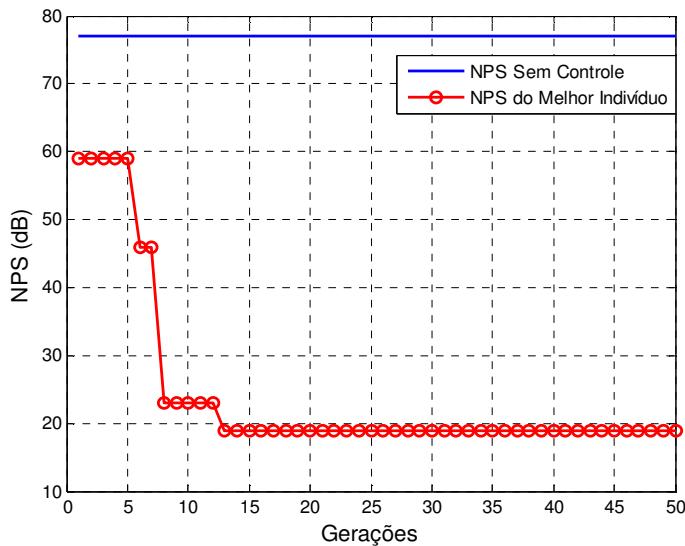


Figura 5.8 – Algoritmo genético híbrido: evolução da aptidão do melhor indivíduo para duto sem placa. Sinal de entrada harmônico na frequência de 150 Hz.

Na Figura 5.9 é mostrado o resultado da simulação, usando o programa *Ansys®*, do duto sem divisão interna, com sinal de entrada em 150 Hz e sistema acústico sem controle.

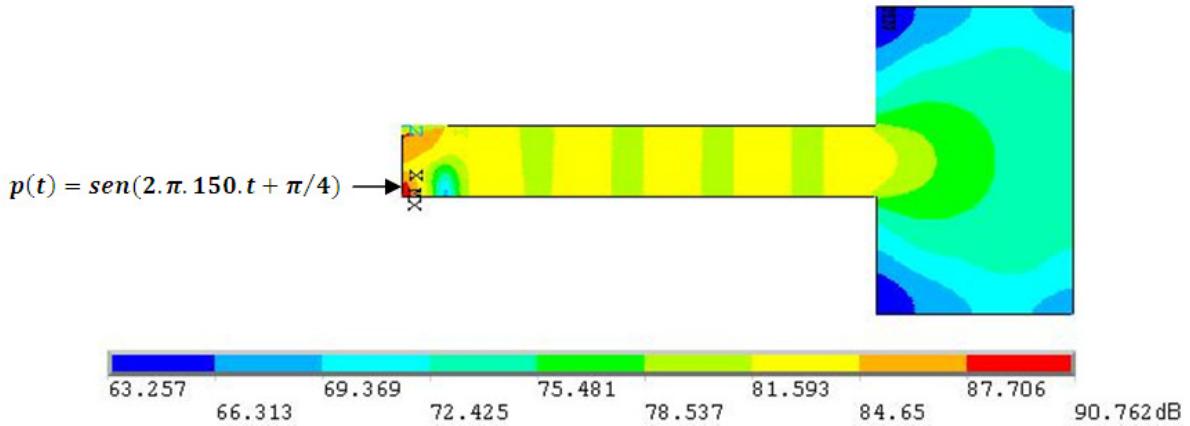


Figura 5.9 – Resultado de simulação de duto (**sem** placa) com sinal de entrada na frequência de 150 Hz e **sem** controle ativo.

O resultado de simulação do sistema acústico do duto com fonte de controle instalada em posição otimizada e com valores otimizados de pressão pode ser visto na Fig. 5.10. Pela figura é possível verificar que o sinal de controle altera a forma de propagação sonora pré-existente, aumentando a pressão acústica nas regiões do fluido posicionadas antes da fonte de controle, mas diminuindo o nível de pressão sonora até a saída do duto.

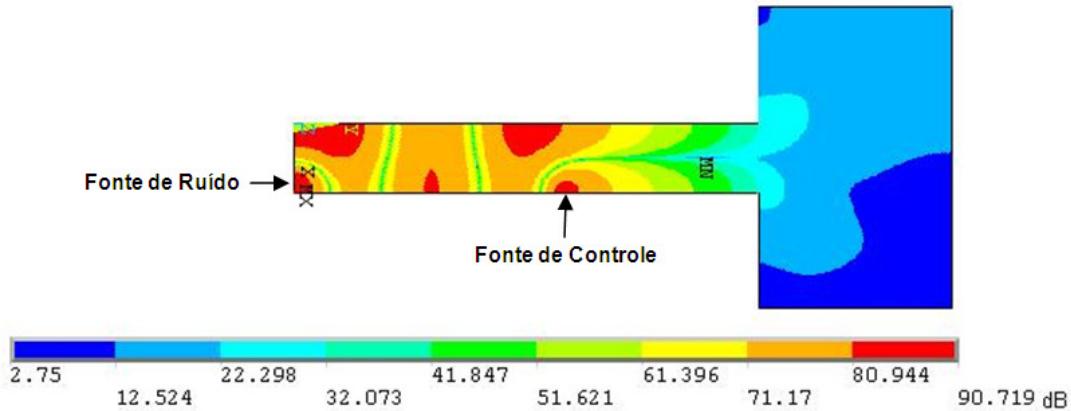


Figura 5.10 – Resultado de simulação de duto (**sem** placa) com sinal de entrada na frequência de 150 Hz e **com** controle ativo.

A atenuação do ruído obtida para o duto sem placa interna foi de 58 dB.

5.3.2 Duto com Divisão Interna

Na próxima otimização utilizou-se o mesmo duto da simulação anterior, mas foi feita a instalação de placa divisória de dois metros de comprimento a partir de um ponto a dois metros da fonte primária. Na Figura 5.11 fica detalhado o esquema do duto com placa divisória.

Agora são necessários otimizar dois sistemas monocanais. A Fig. 5.11 indica com subscritos 1 e 2 os elementos dos dois subsistemas CAR.

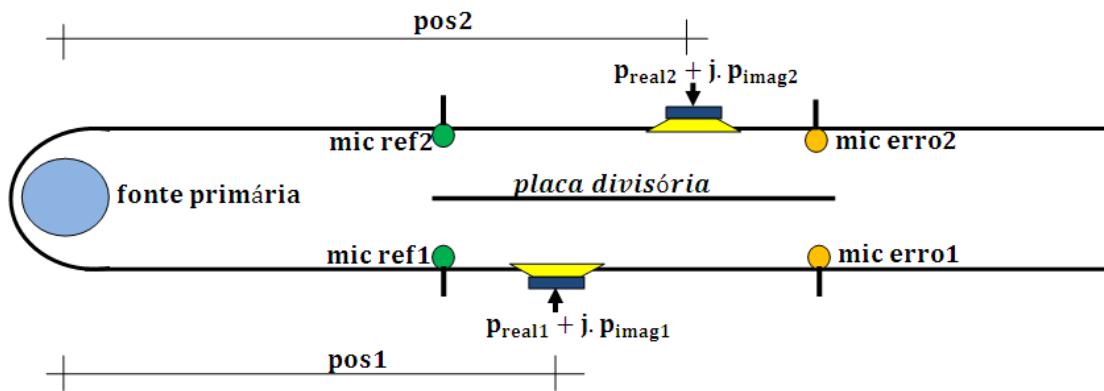


Figura 5.11 – Corte longitudinal de duto com placa divisória e elementos do sistema CAR monocanal duplo.

Foram utilizados os mesmos parâmetros apresentados nas tabelas 5.1 e 5.2 com uma única exceção: o número de gerações foi aumentado para 150.

Com o uso do algoritmo genético, têm-se os seguintes resultados, apresentados na Tab. 5.4.

Tabela 5.4 – Resultado da otimização para duto com placa divisória e frequência do sinal de entrada de 280 Hz.

Descrição	Valor
Parte real da pressão para fonte de controle 1 (P_{real1}) em Pascal	-0,598863429197041
Parte imaginária da pressão para fonte de controle 1 (P_{imag1}) em Pascal	-0,651056528779698
Posição, em relação a fonte primária, da fonte de controle 1 ($pos1$) em metros	2,80
Parte real da pressão para fonte de controle 2 (P_{real2}) em Pascal	-0,972171199815720
Parte imaginária da pressão para fonte de controle 2 (P_{imag2}) em Pascal	-0,972171199815720
Posição, em relação à fonte primária, da fonte de controle 2 ($pos2$) em metros	2,68
Atenuação do ruído a um metro da saída do duto em decibel	25

O gráfico de evolução do melhor indivíduo para cada geração é dado pela Fig. 5.12. Além disso, também é mostrado o NPS sem o controle estar operando.

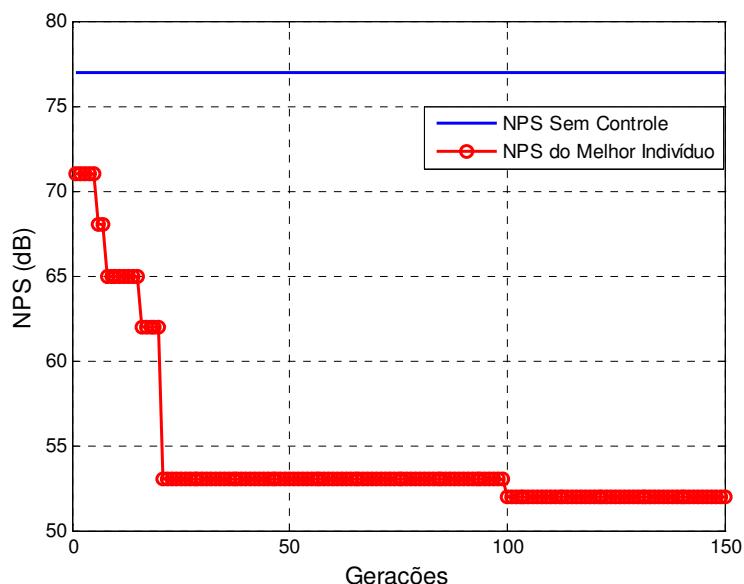


Figura 5.12 – Algoritmo genético híbrido: evolução da aptidão do melhor indivíduo para duto sem placa. Sinal de entrada harmônico na frequência de 280 Hz.

Na Figura 5.13 tem-se o resultado da simulação do duto com divisão interna. Tem-se agora o sinal de entrada com frequência em 280 Hz e sistema acústico sem controle.

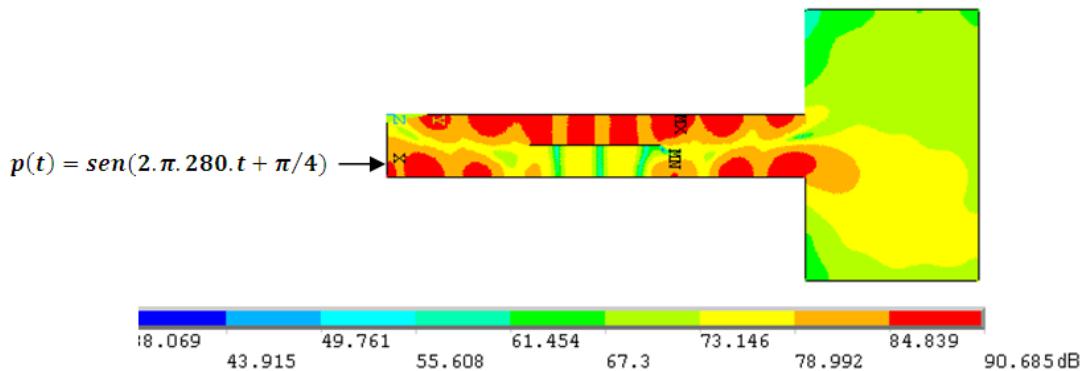


Figura 5.13 – Resultado de simulação de duto (**com** placa) com sinal de entrada na frequência de 280 Hz e **sem** controle ativo.

O resultado da simulação do sistema acústico do duto com fonte de controle instalada em posição otimizada e com valores otimizados de pressão pode ser visto na Fig. 5.14. A atenuação do ruído obtida foi de 25 dB.

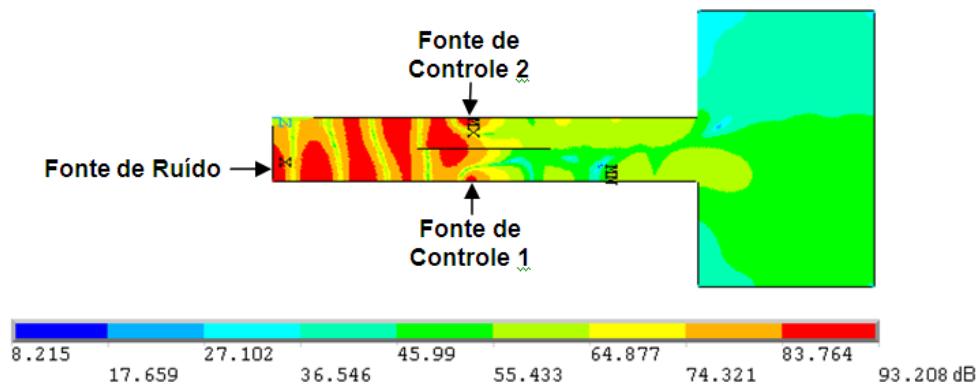


Figura 5.14 – Resultado de simulação de duto (com placa) com sinal de entrada na frequência de 280 Hz e **com** controle ativo.

5.3.3 Análise de Sensibilidade

Com o objetivo de avaliar o modelo acústico desenvolvido e conhecer mais sobre o duto projetado e o controle ativo foi feita uma avaliação da sensibilidade associada a alguns parâmetros presentes no duto e no controle (OLIVEIRA, 2011).

Foi utilizado o planejamento fatorial fracionário 2^{4-1} onde os fatores e níveis para o duto simples e com placa interna são mostrados pela Tab. 5.5 e Tab. 5.6, respectivamente (BARROS, 2001).

Tabela 5.5 – Descrição dos níveis associados a cada fator para duto sem divisão interna.

Descrição do Fator	Níveis	
	-	+
A – Variação do comprimento do duto, m	-0,100	+0,120
B – Variação na posição da fonte primária, m	-0,035	+0,040
C – Variação na posição da fonte de controle, m	-0,012	+0,015
D – Inclinação de placa lateral (placa externa), m	-0,035	+0,025

Tabela 5.6 – Descrição dos níveis associados a cada fator para duto com divisão interna.

Descrição do Fator	Níveis	
	-	+
A - Variação do comprimento do duto, m	-0,100	+0,120
B - Inclinação da placa divisória interna, m	-0,025	+0,035
C - Variação na posição de uma fonte de controle, m	-0,012	+0,015
D - Inclinação de placa lateral (placa externa), m	-0,035	+0,025

A matriz de planejamento experimental e resultados para o duto sem partição são mostrados pela Tab. 5.7. A Tabela 5.8 apresenta também a matriz e os resultados das simulações. Nessa tabela é mostrada a média calculada para três medidas (réplicas).

Tabela 5.7 – Matriz experimental para duto sem partição.

Ensaio	Média	A	B	C	D = A.B.C	Atenuação (dB)
1	+	-	-	-	-	49
2	+	+	-	-	+	44
3	+	-	+	-	+	38
4	+	+	+	-	-	50
5	+	-	-	+	+	42
6	+	+	-	+	-	53
7	+	-	+	+	-	47
8	+	+	+	+	+	42

Tabela 5.8 – Matriz experimental para duto com partição interna.

Teste	Média	A	B	C	D = A.B.C	Atenuação média (dB)
1	+	-	-	-	-	37,33
2	+	+	-	-	+	35,00
3	+	-	+	-	+	37,00
4	+	+	+	-	-	40,33
5	+	-	-	+	+	40,33
6	+	+	-	+	-	40,33
7	+	-	+	+	-	35,33
8	+	+	+	+	+	33,33

Como pode ser observado nas tabelas o fator D foi obtido através do produto dos outros três fatores.

O resultado para o duto sem placa interna é mostrado pela Tab. 5.9. Na área associada ao efeito principal fica claro que o fator D (inclinação da chapa lateral) é o mais significativo seguido dos efeitos dos fatores A (comprimento do duto) e B (posição da fonte primária). Os fatores A e D afetam muito a impedância acústica no final do duto. Como a fonte primária foi instalada em posição assimétrica no início do duto acredita-se que isso aumentou sua importância como fator.

Tabela 5.9 – Resultado (em dB) do planejamento fatorial fracionário para o duto simples.

Média	Efeito principal				Interação entre dois fatores		
	A	B	C	D	AB	AC	BC
45,63	3,25	-2,75	-0,75	-8,25	0,25	-0,25	-0,25

Para a frequência usada do sinal harmônico de entrada de 150 Hz, a posição da fonte de controle (C) teve baixa relevância. As inter-relações dos efeitos (efeitos de segunda ordem) também tiveram relevância baixa para essa análise.

Na Tabela 5.10 pode-se observar os resultados do planejamento fatorial fracionário para duto com placa divisória interna. Cada resultado é apresentado com o erro padrão calculado devido às réplicas.

Avaliando a área da tabela associada ao efeito principal fica claro que o fator B (inclinação da chapa divisória) e D (inclinação de chapa lateral externa) são os mais importantes na análise. Contudo, a interação entre os fatores inclinação da placa divisória (B) e posição da fonte de controle é muito significativa neste projeto.

É importante mencionar que quando a faixa de atuação do fator (valor \pm erro) contém o zero ele é pouco significativo e pode ser descartado na análise. Assim, não se pode concluir sobre os fatores A, C, AB e AC.

Tabela 5.10 – Resultados (em dB) do projeto fatorial para duto com placa divisória interna.

Média	Efeitos principais				Interação entre dois fatores		
	A	B	C	D	AB	AC	BC
37,38 \pm 0,57	-0,25 \pm 1,13	-1,75 \pm 1,13	-0,08 \pm 1,13	-1,92 \pm 1,13	0,92 \pm 1,13	-0,75 \pm 1,13	-4,25 \pm 1,13

5.4 Simulação do Algoritmo Adaptativo

Uma vez desenvolvidas as ferramentas de otimização e análise do duto (aspectos acústicos) faz-se necessário desenvolver e aperfeiçoar o código do algoritmo de controle adaptativo estudado no capítulo III: o FxLMS. Para isso o duto experimental, usado sem placa divisória interna, passa a contribuir para que a simulação do controle ativo aconteça mais próxima da realidade. Uma vez criados e testados as ferramentas de simulação do FxLMS pode-se aplicá-las para uma variada gama de situações e projetos.

Muitos autores verificaram a importância de estimar bem o caminho secundário (sistema definido da saída do controlador até o microfone de erro) (NUNEZ, 2005; DELFINO, 2005). Assim, será desenvolvido primeiro um algoritmo para estimar o caminho secundário para aparelhar melhor as simulações do FxLMS. Todas as simulações dessa etapa foram realizadas usando um programa de simulação matemática.

5.4.1 Simulação do Algoritmo LMS para Estimativa do Caminho Secundário

O algoritmo LMS para estimativa do caminho secundário foi abordado no capítulo III, no item 3.4.2.1. Para implementar esse algoritmo é necessário que esteja disponível o sistema que represente o caminho secundário real. O caminho secundário real foi medido diretamente no duto experimental seguindo o seguinte procedimento:

- A fonte principal gera sinal harmônico de 150 Hz;
- A placa DSK6713 gera um ruído pseudo-aleatório (vide anexo II);
- Cada amostra do sinal de ruído gerado é armazenada em um vetor com 20.000 posições;

- O sinal de ruído é aplicado à saída analógica do DSK (*LINE OUT*);
- O ruído é reproduzido pelo alto-falante de controle;
- O sinal acústico propaga no duto e é medido pelo microfone de erro;
- O sinal é entregue a entrada analógica do DSK (*LINE IN*) que o digitaliza e armazena cada amostra em outro vetor de 20.000 posições.

A fonte principal fica ligada para caracterizar melhor uma situação prática onde tal sistema não pode ser desligado.

Dessa forma, ao final do tempo para preenchimento de um vetor com 20.000 amostras, fica disponível um vetor com sinal de entrada (pseudo-ruído branco) e um vetor com sinal que representa a saída do sistema. Com esses dois sinais pode-se obter a função resposta ao impulso (FRI) do caminho secundário com um atraso de propagação inserido. Na Figura 5.15 tem-se o gráfico das primeiras 500 amostras da FRI do caminho secundário.

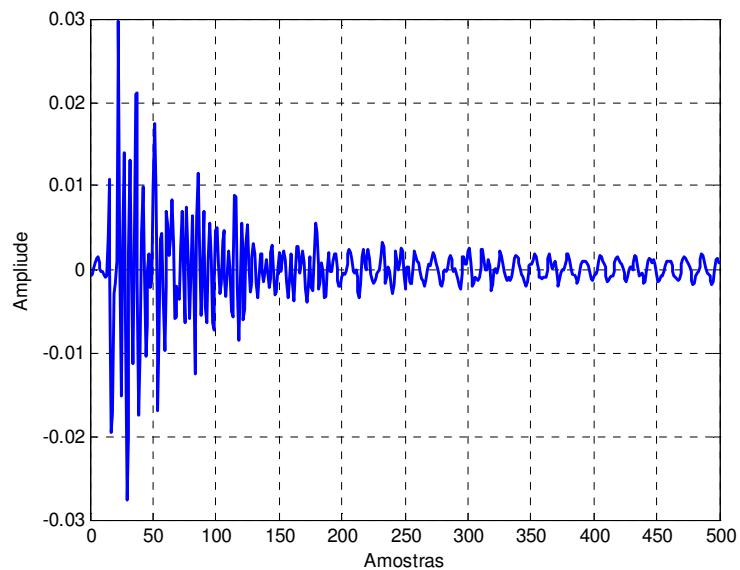


Figura 5.15 – Gráfico da FRI do caminho secundário medido com 500 amostras.

Através do gráfico dado na Fig. 5.15 verifica-se que a partir da amostra 300 não existe mais informação relevante no sinal. Assim, para representar o caminho secundário real na simulação do LMS, foi utilizada uma função FRI com 300 amostras.

O algoritmo LMS apresentado no item 3.4.2.1 foi simulado utilizando 80 coeficientes para o filtro adaptativo (M) e passo de adaptação (μ_s) de $0,2 \cdot 10^{-10}$. Esse passo de adaptação atende a Eq. 3.37.

Inicialmente foi realizada uma comparação entre dois sistemas: o medido e o estimado. Para isso um sinal (vetor) de ruído branco foi usado como entrada e a saída foi calculada pela equação da convolução no tempo, dada por:

Com o sinal de entrada e saída disponíveis foi possível se estimar a função de transferência do sistema no domínio da frequência. Na Figura 5.16 são mostrados os gráficos das funções resposta em frequência (FRF) do caminho secundário real e estimado onde se pode observar aproximação entre ambos indicando que essa estimativa poderá ser empregada com confiança para a simulação dos algoritmos de controle.

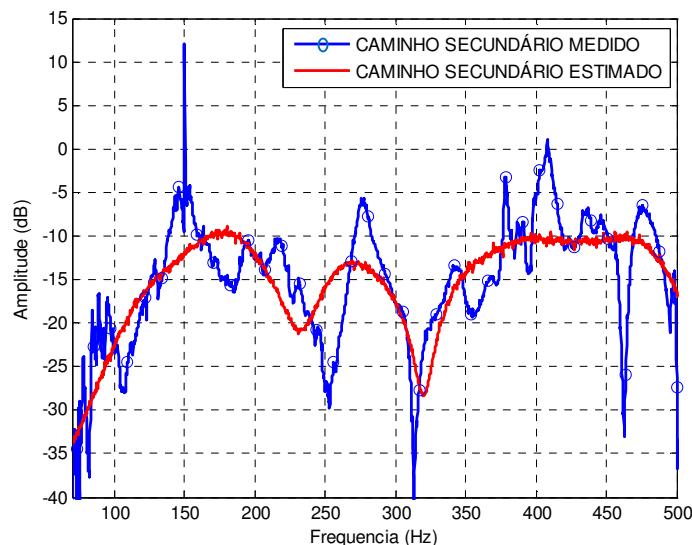


Figura 5.16 – Resultado da simulação do algoritmo LMS para estimativa do caminho secundário com gráficos da FRF medido (real) e estimado.

5.4.2 Simulação do Algoritmo FxLMS

Para realizar a simulação matemático-computacional do algoritmo FxLMS foi necessário utilizar a estimativa do caminho secundário, obtida do item anterior e “medir”, no duto experimental, o sistema que represente o caminho primário $P(z)$. Para estimar a função de transferência do caminho primário foi seguido o seguinte procedimento:

- A placa DSK6713 gera um ruído pseudo-aleatório (vide anexo II);
- Cada amostra do sinal de ruído gerado é armazenada em um vetor com 20.000 posições;
- O sinal de ruído é aplicado à saída analógica do DSK (*LINE OUT*);
- O ruído é reproduzido pelo alto-falante que representa a fonte principal;
- O sinal acústico que propaga no duto e é medido pelo microfone de erro;
- O sinal é entregue a entrada analógica do DSK (*LINE IN*) que o digitaliza e armazena cada amostra em outro vetor de 20.000 posições.

Novamente, com os sinais de entrada e saída, foi estimada a função de transferência do sistema $P(z)$. O sistema principal também foi caracterizado usando 300 amostras.

O algoritmo FxLMS com estimativa *off-line* do caminho secundário foi apresentado no item 3.4.2.2.

O controle ativo de ruído foi simulado através de duas etapas: primeiro, com o uso do algoritmo LMS para estimar o caminho secundário e, segundo com o algoritmo FxLMS para estimar o caminho primário e controlar o ruído que propaga no duto. Assim, uma vez obtido o caminho secundário este é usado na etapa seguinte. Um sinal de ruído pseudo-aleatório foi usado na primeira etapa do problema. Esse ruído é gerado através de um algoritmo que também será usado na implementação do sistema CAR no DSP (CHASSAING R.; REAY, D., 2008). Além disso, o sinal de entrada do sistema CAR (sinal harmônico) terá o acréscimo de ruído branco com amplitude de 5% da amplitude do sinal de entrada.

As primeiras simulações fizeram uso de sinal harmônico de entrada com frequência de 150 Hz gerado com frequência de amostragem de 4 kHz. O vetor de sinal de ruído pseudo-aleatório equivale ao tempo de 10 segundos (NUNEZ, 2005). Já o vetor de ruído principal (sinal harmônico) teve tamanho que equivale ao tempo de 500 segundos. O número de coeficientes usado para estimativa do caminho secundário e primário foi de 80.

Pelos gráficos apresentados nas figuras 5.17 e 5.18, pode-se comparar o sinal de saída sem controle e o sinal de saída com controle. Na Figura 5.17 são apresentados os resultados em banda estreita e na Fig. 5.18 em banda de 1/3 de oitava, com indicação das frequências centrais de cada banda.

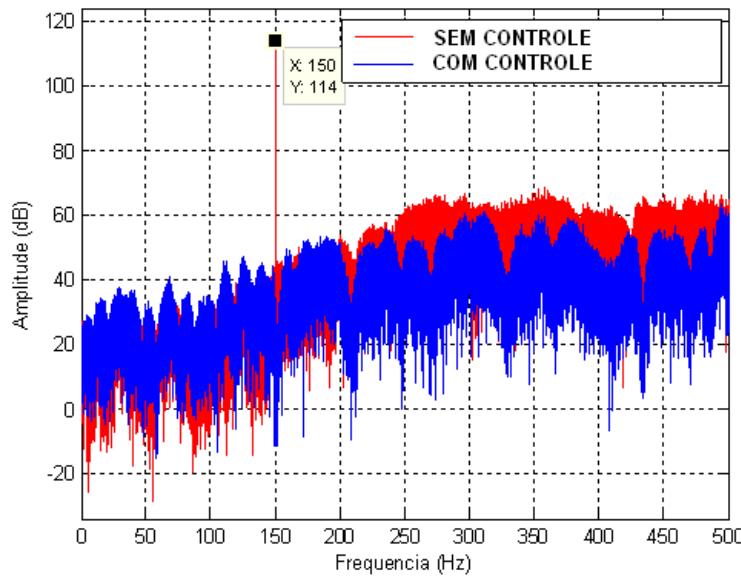


Figura 5.17 – Comparação entre os sinais de saída do sistema com e sem controle em banda estreita.

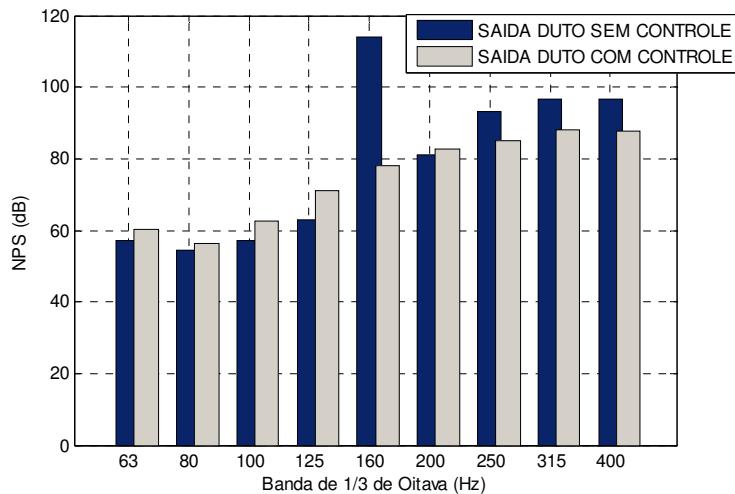


Figura 5.18 – Comparação entre os sinais de saída do sistema com e sem controle em banda de 1/3 de oitava.

Como pode ser comprovado na Fig. 5.18, o resultado da atenuação na banda com frequência central de 160 Hz foi superior a 25 dB.

Ainda com o objetivo de verificar a convergência do algoritmo FxLMS na simulação, foi apresentado na Fig. 5.19 as curvas das FRF do caminho principal $\mathbf{P}(z)$, medido no duto experimental (módulo em dB) e a curva do sistemas $\mathbf{W}(z)$ em cascata com $\hat{\mathbf{S}}(z)$, que juntos

representam o $P(z)$ estimado. Os gráficos mostram que a estimativa com o emprego de 80 coeficientes para $W(z)$ e $\hat{S}(z)$ representa com qualidade o comportamento médio do caminho real.

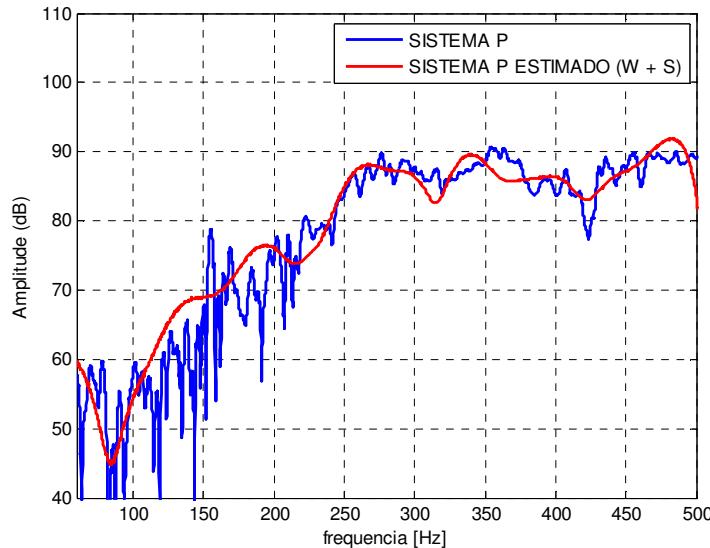


Figura 5.19 – Gráficos do módulo do sistema $P(z)$ medido e $P(z)$ estimado no domínio da frequência.

Através do programa para simulação do algoritmo FxLMS torna-se possível avaliar várias condições, tais como: tamanho dos filtros, frequência do sinal de entrada, níveis de ruído inserido no sinal de entrada. Graças a esse modelo, foi possível avaliar que a equação que define o passo de adaptação μ_w em função da potência do sinal de erro (dado pela Eq. 3.32) teve seu numerador alterado de 0,1 para 0,01. Isso levou a resultados melhores com melhor de estabilidade do FxLMS. Essas simulações todas ajudaram a fugir de parâmetros mal ajustados que levam a má convergência dos algoritmos.

5.5 Considerações Finais

As várias técnicas e ferramentas descritas e desenvolvidas neste trabalho convergiram todas no presente capítulo. Foi possível utilizar os resultados das simulações utilizando o método de elementos finitos e estudar as características da propagação acústica em dutos. Isso permitiu avaliar, por meio de um procedimento de otimização, as posições mais adequadas

para os atuadores usados no controle ativo. Além disso, foi desenvolvida a simulação dos algoritmos adaptativos que orientam os ajustes do sistema de controle.

Estes resultados obtidos subsidiaram a implementação do controle ativo no duto experimental montado.

CAPÍTULO VI

AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DO SISTEMA DE CONTROLE ATIVO DE RUÍDO

O presente capítulo é apresentada a implementação em um processador digital de sinais do controle ativo de ruído aplicado ao duto experimental montado. Esse duto possui dimensões que se aproximam das mesmas de um duto industrial padrão. Já o sinal de entrada, procura reproduzir um ruído similar ao gerado por ventiladores e exaustores industriais: sinal harmônico acrescido de ruído branco.

São apresentados resultados do sistema CAR para duas situações: o duto sem placa divisória interna e duto com placa divisória instalada. Na primeira situação usa-se um sistema de controle monocanal. Nessa modalidade consegue-se trabalhar a redução do nível de ruído com a componente harmônica do sinal de entrada chegando a 190 Hz. Já a segunda situação retrata a metodologia utilizada neste trabalho, onde cada cavidade interna, gerada pela instalação de uma placa divisória, exige um sistema de controle monocanal para realizar o cancelamento de ruído. Agora passa a existir controle duplo e com controladores independentes. Dessa forma é possível controlar sinais com frequências até 380 Hz.

Para implementar o sistema monocanal duplo foram utilizadas duas placas eletrônicas DSK6713. Cada uma delas possui um DSP e cada um dos DSPs executa um algoritmo de controle.

6.1 Dizimação e Interpolação

A placa de controle DSK6713 pode trabalhar com frequência de amostragem mínima de 8 kHz (vide anexo I). Essa frequência determina um intervalo entre amostras de 125 µs. Nesse intervalo de tempo, o algoritmo FxLMS deverá realizar todos os cálculos para gerar uma amostra do sinal de controle e poder, assim, funcionar em tempo real. Se for utilizada uma

frequência de amostragem mais baixa, tem-se mais tempo para acomodar a alta complexidade computacional do FxLMS. É importante relembrar que o controle ativo atua bem em sinais onde a frequência máxima atinge 500 Hz.

Assim, para melhor adequar os parâmetros: frequência de amostragem e complexidade computacional, foi utilizada a técnica de dizimação/interpolação do sinal. A idéia é usar a dizimação (descarte de amostras), para se chegar a uma taxa de amostragem mais baixa, e depois a interpolação, para retornar a taxa original. No diagrama da Fig. 6.1 fica claro como essas operações foram realizadas.

Os conversores da placa DSK6713 foram ajustados para atuarem na frequência de amostragem de 48 kHz, mas o algoritmo de controle trabalha com frequência de amostragem de 4 kHz. Para isso, a cada amostra que é utilizada pelo FxLMS, onze amostras seguintes que chegam no DSP são descartadas. A interpolação, por sua vez, cria, de forma linear, onze novas amostras entre duas amostras consecutivas do sinal de controle.

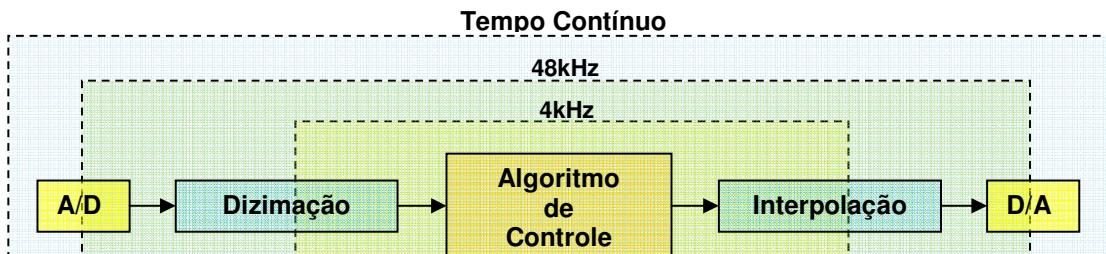


Figura 6.1 - Diagrama esquemático do ajuste da taxa de amostragem do sistema de controle.

Com a frequência de amostragem de 4 kHz, tem-se maior tempo para o processamento digital sem perda da qualidade, pois que a frequência máxima de 2 kHz é muito superior aos 500 Hz máximos do projeto CAR.

Utilizando essa técnica foi possível montar vários experimentos no duto construído. O primeiro deles será o estudo do caminho secundário.

6.2 Estudo da Estimativa *Off-line* do Caminho Secundário

A montagem experimental para avaliação do caminho secundário foi realizada conforme é apresentado no diagrama de blocos da Fig. 6.2.

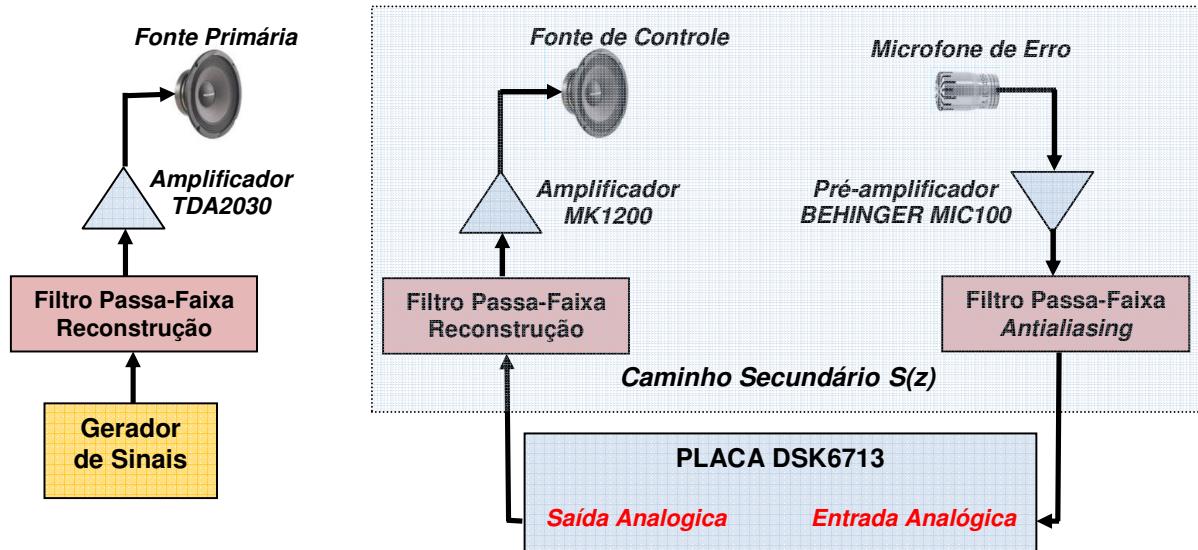


Figura 6.2 – Diagrama de blocos com os elementos de controle monocanal para estimativa do caminho secundário.

O duto foi utilizado sem placa de divisão interna e o controle monocanal teve sua fonte de controle instalada na posição otimizada de 3,48 metros a partir da fonte primária (vide Tab. 5.3). Assim foi possível realizar o seguinte procedimento:

- A fonte principal desligada;
- A placa DSK6713 gera um sinal pseudo-aleatório (vide anexo II);
- Cada amostra do sinal de ruído gerado é armazenada em um vetor com 20.000 posições;
- O sinal de ruído é convertido em analógico e aplicado à saída do DSK6713 (*LINE OUT*);
- O ruído é tocado pelo alto-falante de controle;
- O sinal acústico propaga no duto e é medido pelo microfone de erro;
- O sinal é entregue na entrada do DSK6713 (*LINE IN*), que o digitaliza e armazena cada amostra em outro vetor.

Dessa forma, ao final do tempo para preenchimento de 20.000 amostras, ficam disponíveis um vetor com sinal de entrada (pseudo-ruído branco) e um vetor com sinal que representa a saída do sistema. Com esses dois sinais, pode-se obter a resposta ao impulso do caminho secundário com um atraso de propagação inserido.

A segunda parte do experimento consiste em obter a estimativa do caminho secundário utilizando o algoritmo LMS. Foram implementados nos DSPs os mesmos algoritmo testado na etapa de simulação, apresentada no capítulo V. Utilizando os resultados da etapa de simulação dos algoritmos adaptativos, os experimentos foram realizados com filtros com 80 coeficientes e o valor do passo de adaptação foi de $0,2 \cdot 10^{-10}$. Nos gráficos mostrados na Fig. 6.3 têm-se o módulo dos sistemas obtidos.

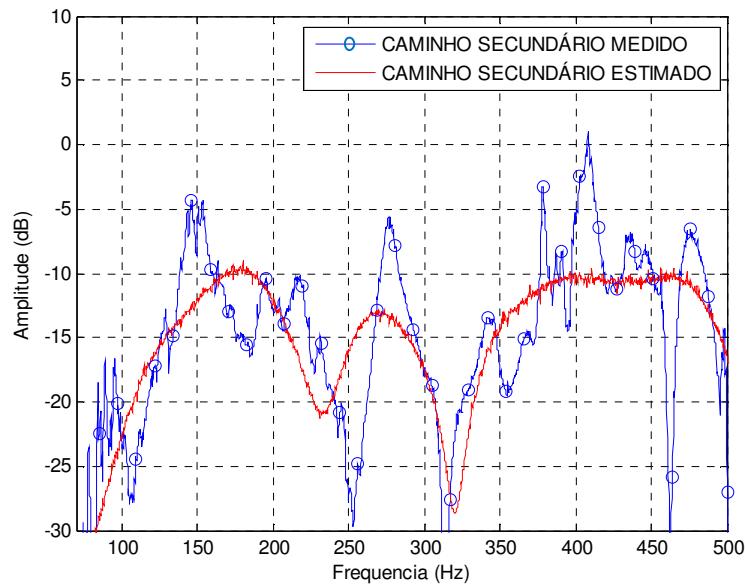


Figura 6.3 – Gráficos do módulo da FRF do caminho secundário medido e estimado.

Os resultados observados nos gráficos indicam uma aproximação entre o caminho secundário medido e estimado que acaba por desencadear um controle ativo satisfatório. Contudo, é necessário repetir o experimento com a fonte de ruído principal presente. Em uma aplicação industrial, muitas vezes a fonte de ruído não poderá ser desligada e é necessário verificar se a estimativa continua sendo satisfatória.

Os gráficos apresentados na Fig. 6.4 retratam o novo experimento. Foi utilizado sinal harmônico com frequência de 150 Hz na entrada do duto. A figura indica a posição da frequência utilizada na fonte primária.

Comparando os gráficos das Figs. 6.3 e 6.4, verifica-se que a estimação do caminho secundário não é afetada pela presença de ruído emitido pela fonte principal.

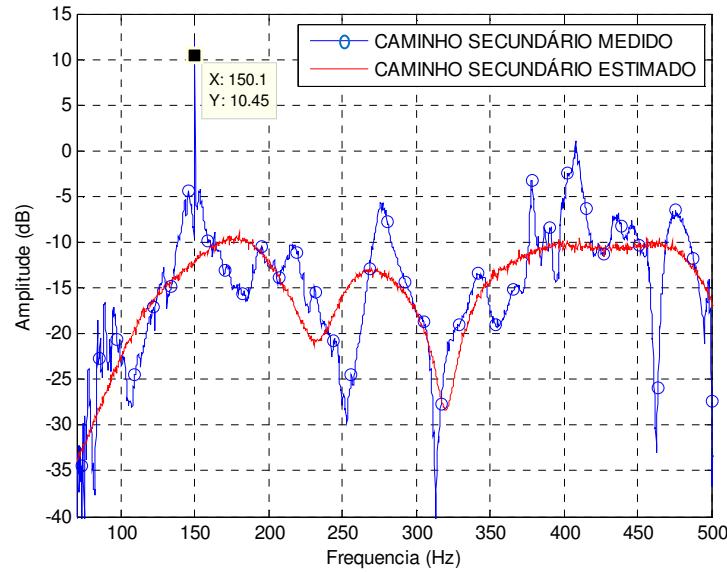


Figura 6.4 – Gráficos do módulo da FRF do caminho secundário medido e estimado com presença de sinal harmônico na fonte primária.

Com a utilização da metodologia descrita, passa-se a importante investigação de alterar o número de coeficientes do filtro adaptativo e verificar a resposta do caminho secundário. Os resultados estão na Fig. 6.5.

Verifica-se, pela Fig. 6.5, que quanto mais coeficientes o filtro FIR (Resposta ao Impulso Finita) tiver, melhor será o desempenho do caminho secundário estimado. Contudo, à medida que se aumenta o tamanho dos filtros, maior será o custo computacional do algoritmo, o que pode comprometer o desempenho do sistema de controle ativo como um todo. Testes no DSP C6713 determinaram que com 80 coeficientes para o caminho secundário tem-se o atendimento da complexidade computacional e qualidade do controlador no que diz respeito à atenuação de ruídos.

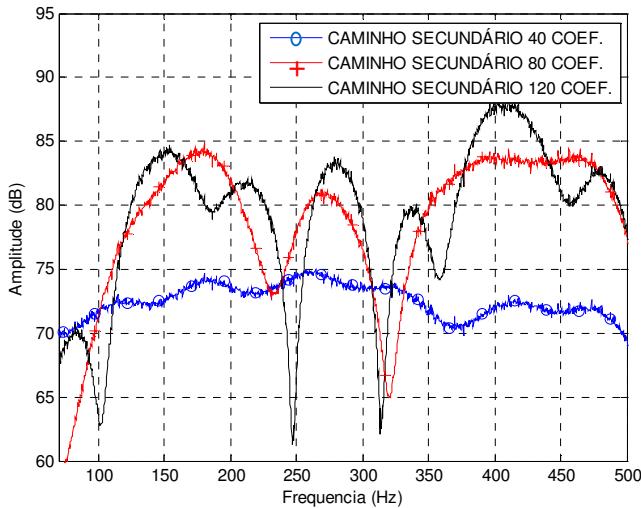


Figura 6.5 – Gráficos do módulo da FRF do caminho secundário estimado com filtro adaptativo de 40, 80 e 120 coeficientes.

O sistema CAR, trabalhando em tempo real, foi montado em duas etapas para se conseguir a atenuação de ruído que propaga no interior do duto experimental: identificação do caminho secundário e identificação do sistema acústico principal. Essas duas etapas precisam ser executadas em sequência. Isso corresponde ao formato usado no capítulo V, quando se realizou a simulação dos algoritmos de controle.

Pelos experimentos pôde-se comprovar que a identificação do caminho secundário pode ser realizada num tempo de 10 segundos de processamento. Em seguida tais coeficientes são usados no algoritmo FxLMS. A seguir vão ser mostrados os resultados para o duto simples e o duto modificado, com duas cavidades internas.

6.3 Duto Experimental sem Divisão Interna

O duto com duas cavidades representa um sistema acústico complexo para a implantação do sistema de controle. Por isso, com o objetivo de melhorar os ajustes do controlador monocanal, foi realizado, preliminarmente, o controle experimental com o duto sem a placa divisória.

Mais um esquema representativo do duto experimental montado sem a placa divisória interna e com os elementos do controle ativo monocanal pode ser observado através da Fig. 6.6.

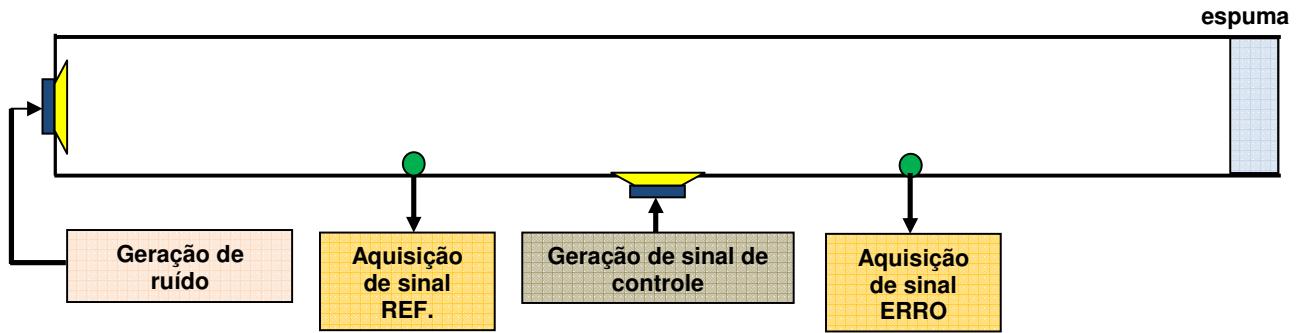


Figura 6.6 – Duto experimental e blocos representativos do sistema de controle ativo de ruído monocanal.

O primeiro passo foi montar a fonte de controle na posição otimizada (3,8 metros medidos a partir da fonte primária) para a frequência do sinal de entrada de 150 Hz (vide Tab. 5.3). A seguir foi utilizada uma placa controladora DSK6713 com o algoritmo FxLMS implementado. Vale lembrar que o sinal captado pelo microfone de erro, além da função de melhorar a convergência do algoritmo adaptativo, também é usado para avaliar o desempenho do controlador.

Nessa fase do projeto, o controle ativo foi testado para sinais de entrada harmônicos com frequências até 190 Hz (frequência de corte do duto). O gráfico em banda estreita, para uma frequência de 150 Hz na entrada do duto, pode ser visto na Fig. 6.7.

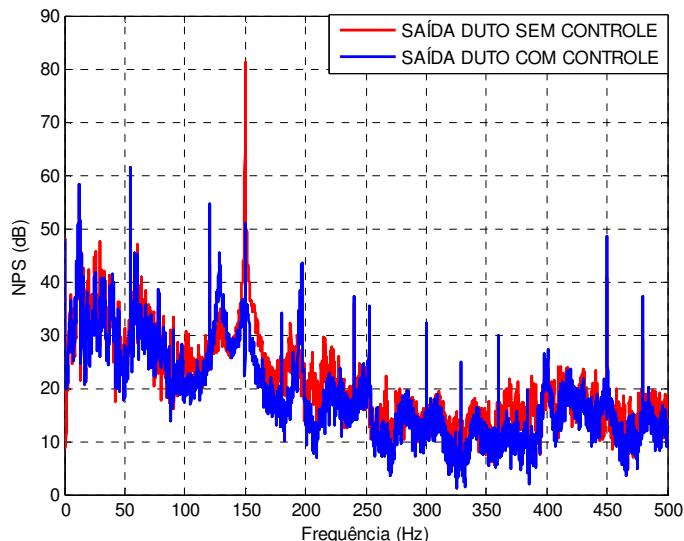


Figura 6.7 – Espectro de frequência em banda estreita para avaliação do desempenho do sistema CAR para duto experimental s/ placa divisória. Frequência do sinal de entrada: 150 Hz.

Na Figura 6.8 têm-se os resultados apresentados em bandas de oitava. Pode-se observar que uma atenuação superior a 20 dB pode ser obtida com controle CAR desenvolvido e sinal tonal de entrada, abaixo da frequência de corte do duto.

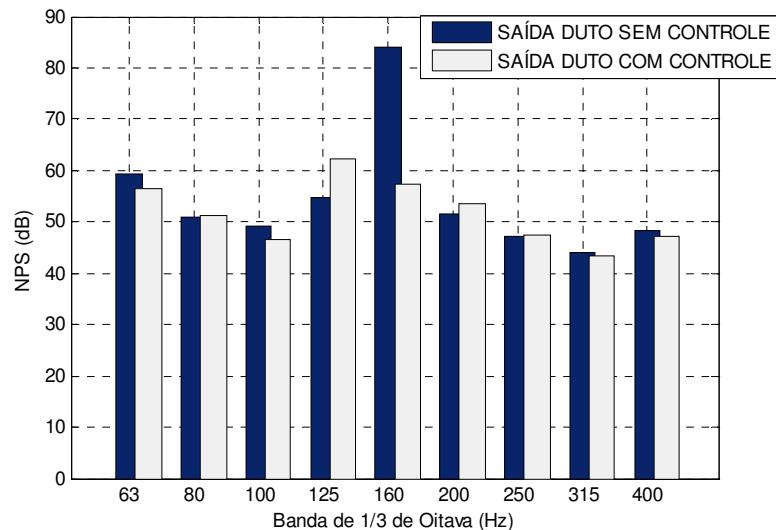


Figura 6.8 – Espectro de frequência em bandas de 1/3 de oitava para avaliação do desempenho do sistema CAR para duto experimental sem placa divisória. Frequência do sinal de entrada: 150 Hz.

Para sinais harmônicos acima da frequência de corte, foi instalada a placa divisória. O item a seguir detalha os experimentos e resultados dessa parte do projeto.

6.4 Duto Experimental com Divisão Interna

Um esquema representativo do duto experimental montado com a placa divisória interna e com os elementos do controle ativo de ruído monocanal duplo pode ser observado através da Fig. 6.9.

O controle ativo foi testado para sinais de entrada com frequências que podem atingir 380 Hz (frequência de corte das novas cavidades internas do duto).

As posições otimizadas das fontes de controle 1 e 2 são 2,80 e 2,68 metros, respectivamente. Essas distâncias são medidas a partir da fonte primária. Esses resultados foram os obtidos para o sinal de entrada atuando na frequência de 280 Hz e mostrados na Tab. 5.4.

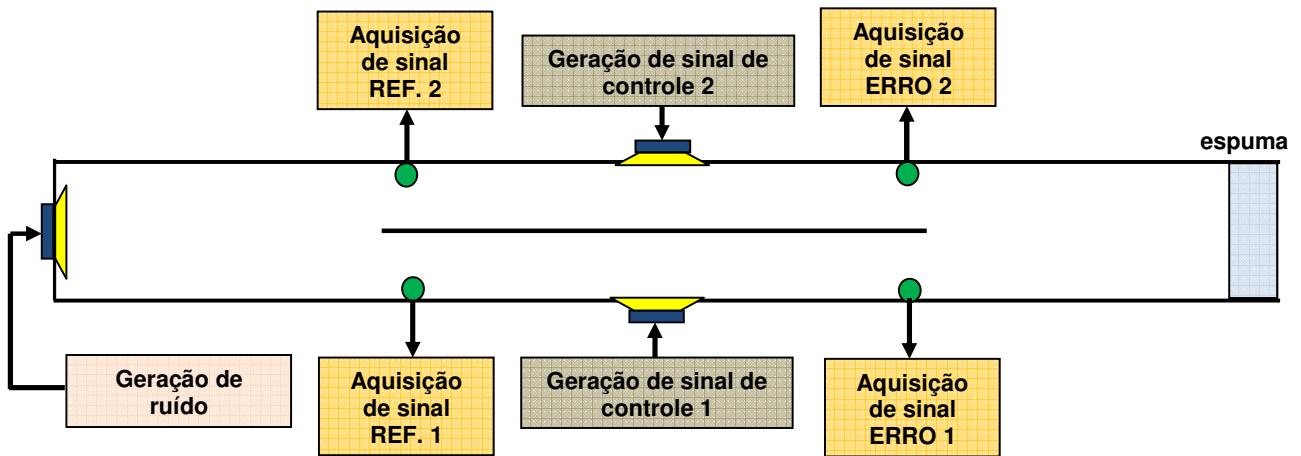


Figura 6.9 – Duto experimental com placa divisória e blocos representativos do sistema de controle ativo de ruído monocanal duplo.

O melhor sinal para medida do desempenho dos controladores foi obtido pela soma dos sinais provenientes dos dois microfones de erro. O gráfico em banda estreita, resultado experimental para um tom puro de 280 Hz na entrada do duto, pode ser visto na Fig. 6.10.

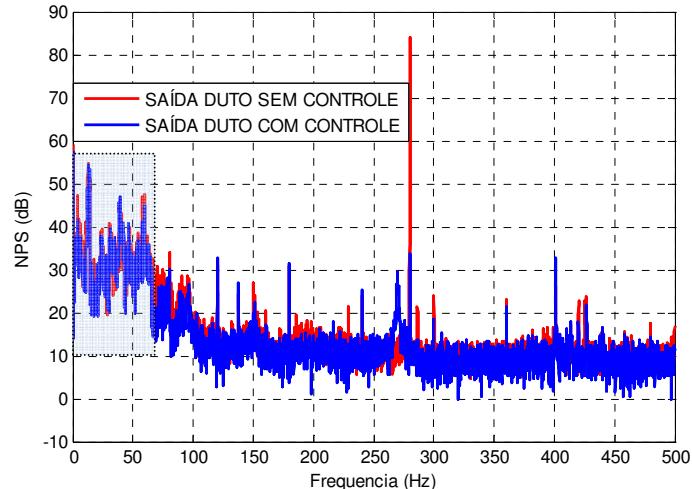


Figura 6.10 – Espectro de frequência em banda estreita para avaliação do desempenho do sistema CAR para duto experimental c/ placa divisória. Frequência do sinal de entrada: 280 Hz.

Utilizando o resultado apresentado na Fig. 6.10 obtém uma atenuação total de 29 dB. Ainda na referida figura é possível observar um retângulo destacado na região de baixa frequência que representa o ruído de fundo, composto principalmente de ruído aditivo. O gráfico com resultados em banda de 1/3 de oitava é apresentado na Fig. 6.11.

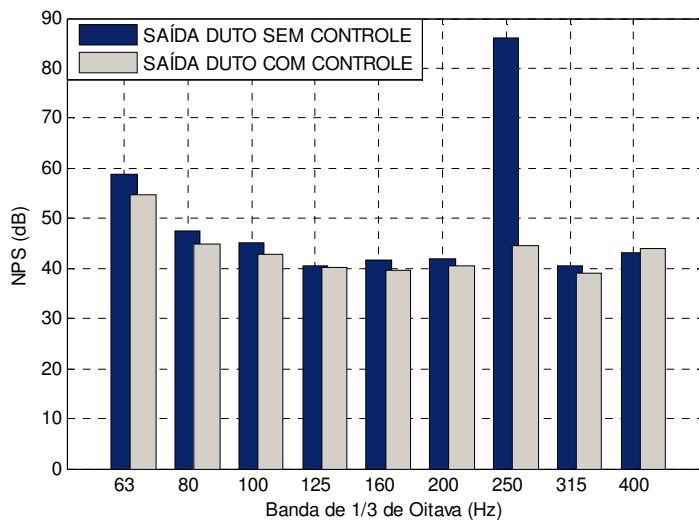


Figura 6.11 – Espectro de frequência em banda de 1/3 de oitava para avaliação do desempenho do sistema CAR para duto experimental com placa divisória. Frequência do sinal de entrada: 280 Hz.

O próximo experimento teve a função de testar o controlador ativo usando outros sinais harmônicos de entrada. O objetivo é obter a atenuação para cada um desses sinais definidos em uma faixa de frequência que englobe a frequência utilizada na otimização da posição das fontes de controle. Assim, a frequência do sinal de entrada foi variada de 200 Hz a 360 Hz. O resultado pode ser acompanhado pela Fig. 6.12.

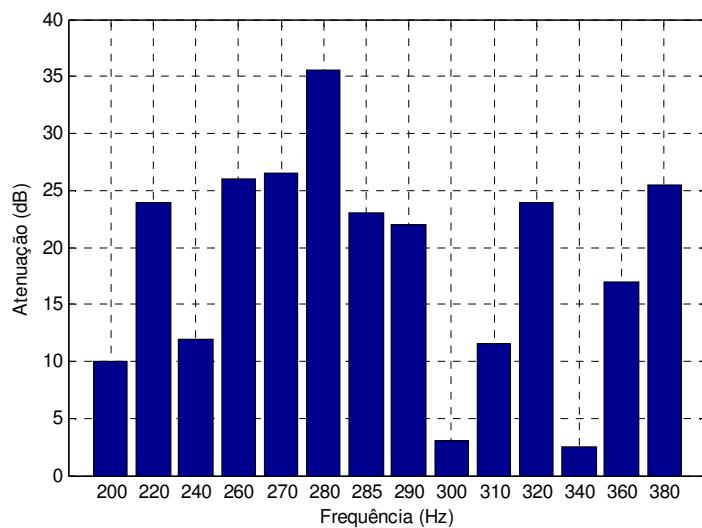


Figura 6.12 – Gráfico da atenuação em função da frequência do sinal harmônico de entrada.

No gráfico da atenuação versus frequência, apresentado na Fig. 6.12, fica destacado o pico de atenuação para a frequência utilizada na otimização (280 Hz). Isso mostra que o algoritmo genético encontrou pontos adequados, no duto experimental, para a instalação das fontes de controle. Contudo, o gráfico também deixa claro que, mantendo as fontes de controle nas posições otimizadas para o sinal de entrada na frequência de 280 Hz, outros sinais harmônicos podem apresentar bons resultados. Isso pode ser verificado como o sinal de entrada na frequência de 220 Hz, que obteve atenuação 24 dB. Pelo mesmo gráfico, ainda pode-se concluir, que existem sinais com frequências que levam a um baixo desempenho do sistema de controle. Na Figura 6.12 tem-se essa situação na frequência de 300 Hz, que apresentou atenuação geral de 7 dB. O principal motivo dessa variação são as fontes de controle que não estão em posições otimizadas para tais freqüências.

De forma a complementar as informações, na Fig. 6.13 são mostrados os gráficos de banda estreita e banda larga para a frequência de 300 Hz, que resultou no pior resultado experimental.

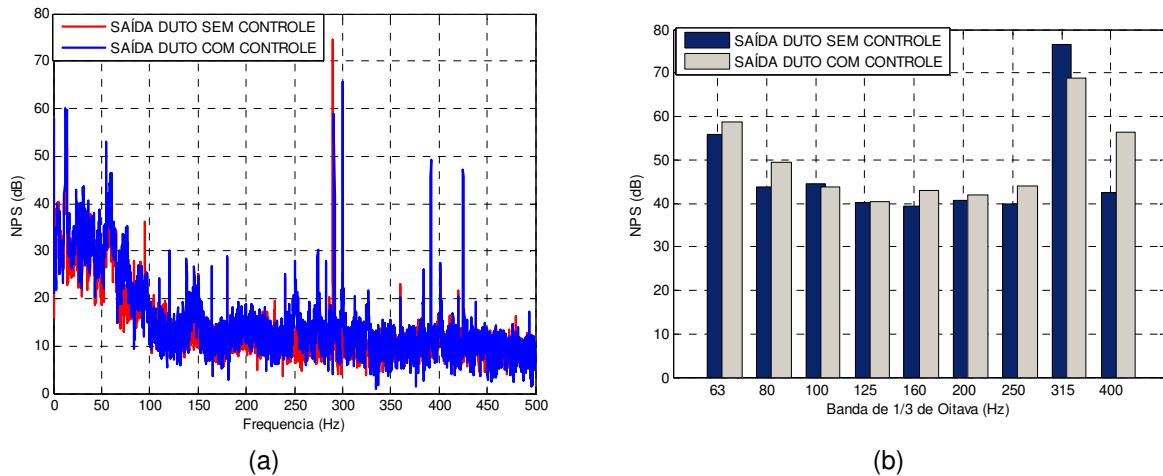


Figura 6.13 – Espectro de frequência para avaliação do desempenho do sistema CAR para duto experimental com placa divisória para a frequência do sinal de entrada de 300 Hz, com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava.

Foi realizado também o experimento de utilizar sinal de entrada tonal com frequência acima da frequência de corte das novas cavidades criadas (380 Hz). Foi obtido o resultado esperado: não foi possível fazer o controle convergir.

O último experimento realizado no duto foi a montagem de um sinal de entrada do sistema acústico composto de tom puro (280 Hz) e ruído branco, limitado a algumas faixas de

frequência. Foram definidas algumas faixas em torno da frequência do tom puro de 280 Hz. Para a faixa que vai de 240 a 320 Hz, o resultado do controle ativo pode ser verificado pelas figuras 6.14 e 6.15, onde é apresentado o NPS em banda estreita e em banda de 1/3 de oitava, respectivamente.

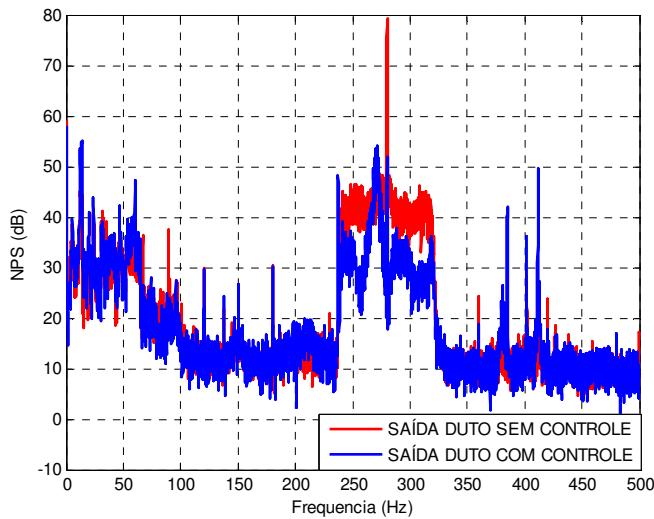


Figura 6.14 – Espectro de frequência em banda estreita para avaliação do desempenho do sistema CAR para duto experimental com placa divisória. Sinal de entrada composto de sinal harmônico e ruído branco na faixa de 240 a 320 Hz.

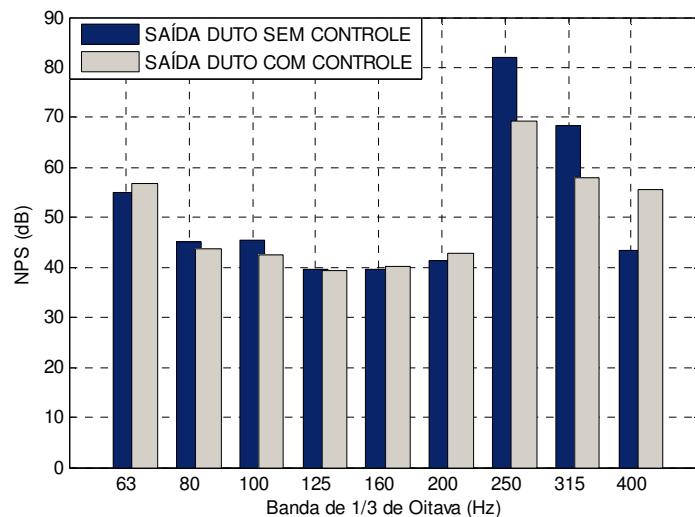


Figura 6.15 – Espectro de frequência em banda de 1/3 de oitava para avaliação do desempenho do sistema CAR para duto experimental com placa divisória. Sinal de entrada composto de sinal harmônico e ruído branco na faixa de 240 a 320 Hz.

A atenuação global calculada dos resultados mostrado nos gráficos da Fig. 6.15 foi de 12 dB. Todos os resultados, com a especificação das faixas utilizadas, estão mostrados na Tab. 6.1.

Tabela 6.1 – Atenuação obtida com sinal de entrada composto de tom puro (280 Hz) e ruído branco em faixas de frequência.

Faixa do ruído (Hz)	Atenuação (dB)
275 a 285	20
270 a 290	14
260 a 300	14
250 a 310	14
240 a 320	12
0 a 360	4

Os resultados experimentais da Tab. 6.1 apontam para a seguinte conclusão: se o ruído se mantiver em uma banda estreita o controlador com algoritmo FxLMS na configuração *feedforward* é capaz de apresentar resultado satisfatório. À medida que a banda em frequência do sinal aumenta, o desempenho do controle diminui.

Como resultados complementares foram disponibilizados os gráficos de resultados para outros experimentos utilizando as fontes de controle nas posições otimizadas com respeito ao sinal harmônico de 280 Hz e também para o sinal tonal de 200 Hz. Esses resultados podem ser consultados através do anexo III.

Em alguns gráficos de banda estreita apresentados, tanto neste capítulo como no anexo III, pode-se observar a existência de bandas nas laterais do sinal harmônico utilizado como entrada. Como exemplo, elas podem ser vistas com destaque no gráfico da Fig. 6.7. Nesse experimento, o sinal tonal tem frequência de 150 Hz e o duto não tem placa divisória. Já na Fig. 6.10, o duto com placa interna instalada e o sinal de entrada na frequência de 280 Hz, tais bandas laterais se apresentam com energia bem abaixo da energia apresentada pelo ruído de fundo.

A existência de bandas laterais significa dificuldades que o algoritmo FxLMS, na configuração *feedforward*, tem para convergir. Isso porque os resultados em banda estreita com entrada tonal diferente do sinal utilizado na otimização, apresentam bandas laterais com níveis mais elevados. O mesmo pode ser constatado nos resultados com sinal entrada de banda

larga. Portanto, o controle ativo aplicado ao duto com novas cavidades (divisão interna) e com as fontes de controle nas posições otimizada, tem as seguintes características:

- Controle de ruído usando sistemas monocanais independentes, cada um instalado em uma cavidade;
- Atuação do controle de ruído acima da frequência de corte do duto original;
- Controle com melhor convergência (bandas laterais pequenas) quando comparada à convergência obtida no controle de ondas planas no duto sem divisão.

6.5 Considerações Finais

O presente capítulo procurou validar o uso da metodologia de divisão interna de dutos com grandes seções transversais e uso do sistema monocanal para garantir atenuações do ruído acústico. Essa metodologia garantiu a montagem de controladores mais simples: menor complexidade computacional, maior estabilidade e mais facilidade na convergência dos algoritmos adaptativos.

O último capítulo deste trabalho procura destacar os objetivos alcançados e as sugestões para outros trabalhos.

CAPÍTULO VII

CONCLUSÕES E SUGESTÕES

O objetivo do presente trabalho foi construir uma bancada experimental para realizar controle ativo de ruído (CAR) em um sistema cujo elemento principal é um duto com dimensões que se aproximem das encontradas nos dutos industriais.

O maior problema nesse projeto é a seção transversal do duto, que à medida que cresce viabiliza o aparecimento dos modos de propagação acústica de alta ordem. Caso esteja presente apenas o modo fundamental (onda plana), um sistema de controle monocanal pode ser utilizado. Caso contrário, costuma-se usar sistema de controle com vários canais.

O controle monocanal, por se tratar de um sistema mais simples, traz consigo a vantagem de possuir uma complexidade computacional baixa e a característica de se obter, mais facilmente, estabilidade e convergência dos algoritmos.

No caso de sistemas acústicos com presença de modos de alta ordem, um grande número de sensores e atuadores são necessários e a complexidade computacional dos algoritmos pode inviabilizar a execução do controle em tempo real.

O presente trabalho fez uso da estratégia de alterar a geometria interna do duto com grande seção transversal para aplicação de controlador monocanal. O duto com seção transversal retangular foi dividido internamente por uma placa de aço, de forma a criar duas novas cavidades, onde a propagação de ondas planas passou a acontecer.

Foi desenvolvido o projeto e construído um duto experimental com dimensões semelhantes das encontradas nas indústrias e com a versatilidade de poder alterar a posição das fontes de controle e a posição dos sensores. Essa bancada experimental também possibilitou testar o controle ativo de ruído para o duto simples e o duto com duas cavidades internas, geradas por uma placa divisória. O duto sem placa divisória permitiu os testes

preliminares do algoritmo FxLMS. Essa etapa foi importante para se alcançar êxito com o controle ativo instalado nas duas cavidades.

A principal conclusão é 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 harmônicos com frequências acima da frequência de corte do duto original (modos de alta ordem) e leva a atenuações de ruído acima de 20 dB.

Outras conclusões importantes:

- A otimização das posições dos atuadores com a utilização do algoritmo genético, hibridizado com o método de quase-Newton, mostrou-se, sob o ponto de vista qualitativo, satisfatório. Executando o controle ativo no duto experimental com entrada harmônica idêntica à utilizada na otimização, resultou em atenuação de 30 dB. Esse resultado foi 5 dB acima do apresentado pelo modelo acústico otimizado. Apesar dessa diferença, a curva de atenuação versus frequência (vide Fig. 6.12) informa que o resultado da otimização é consistente. Experimentos similares foram realizados com otimização para outros sinais harmônicos, posicionamento dos atuadores e a implementação do controle, gerando resultados similares aos abordados;
- A utilização de sinais de entrada harmônicos, coincidentes com frequências naturais estimadas pela análise modal realizada no duto, não fizeram com que o controle apresentasse problema de convergências ou instabilidades. Por outro lado, o posicionamento correto das fontes de controle e a boa estimação do caminho secundário foram determinantes para o controle eficiente;
- A estratégia de se utilizar a simulação do algoritmo FxLMS foi muito importante pois permitiu:
 - 1) o ajuste do passo de adaptação do algoritmo LMS que estima o caminho secundário;
 - 2) o ajuste da constante presente no numerador da equação que calcula o passo de adaptação (vide Eq. 3.32) do algoritmo FxLMS que, por sua vez, estima o caminho principal;

3) definir o número de coeficientes dos filtros digitais que representam o caminho secundário e o caminho principal.

- Com respeito aos sinais de entrada ocupando uma banda larga, verificou-se que desempenho do controlador com algoritmo FxLMS (configuração *feedforward*) é tanto melhor quanto menor for a faixa de frequências do sinal de entrada. É provável que problemas causados pela realimentação acústica, da fonte de controle para o microfone de referência, contribuam para uma convergência de coeficientes dos filtros mal condicionada, provocando a deficiência mencionada.
- A existência de bandas laterais que aparecem nos resultados do controle ativo foi atribuída à dificuldade do algoritmo adaptativo em finalizar sua convergência. Contudo, quando se utiliza o duto com divisão interna e otimizado, essas bandas laterais apresentaram amplitudes bem abaixo da amplitude média do ruído de fundo.

Algumas sugestões, apresentadas nos trabalhos de Cárdenas (2005) e Nunes (2009), não foram implementadas neste trabalho e merecem ser aqui repetidas:

- Mudança dos sensores acústicos utilizados por acelerômetro e PZT (Zirconato Titanato de Chumbo) com o objetivo de diminuir o problema de realimentação acústica;
- Mudança dos alto-falantes por cerâmicas piezelétricas (PZT) com o objetivo de alterar uma fonte concentrada por uma fonte distribuída e atingir melhores respostas do controlador com sinal de entrada em banda larga;
- Verificar a alteração do deslocamento do fluido no interior do duto (perda de carga) com inserção da placa divisória para avaliar a necessidade de aumentar a potência do exaustor.

As outras sugestões são:

- Montagem e verificações do sistema de controle do duto experimental funcionando com um exaustor industrial instalado;
- Avaliar a sensibilidade do sistema de controle ativo associada à posição de sensores e atuadores no duto experimental (OLIVEIRA, 2011);

- Melhorar o *hardware* com o uso de DSPs que executem mais instruções por segundo para ser possível aumentar o número de coeficientes dos filtros adaptativos utilizados. Usar conversores analógico/digital com resoluções maiores para atingir melhores resultados;
- Implementar o sistema CAR no duto experimental desenvolvido utilizando estratégias de controle hibridas (*feedforward e feedback*);
- Desenvolver o sistema CAR com simulação, otimização e implementação dos algoritmos no duto experimental com uso de duas ou mais fontes de controle (alto-falante) por canal para melhorar o desempenho do sistema para ruídos de banda larga;
- Desenvolver o sistema CAR com combinações de sensores e atuadores disponíveis. Com respeito aos sensores, fazer o uso combinado de acelerômetro, PZT e microfone. E com respeito aos atuadores utilizar juntos o alto-falante e o PZT. Várias combinações podem se testadas. O objetivo é diminuir as interferências causadas pela realimentação acústica e melhorar o desempenho do controle para sinais de banda larga.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT. **NBR 10151: Acústica - Avaliação do ruído em áreas habitadas, visando o conforto da comunidade - procedimento.** Associação Brasileira de Normas Técnicas. 2000.

AKHTAR, M. T.; ABE, M.; KAWAMATA, M. A. Method for Online Secondary Path Modeling in Active Noise Control Systems. **Proc. IEEE 2005 Intern. Mid.Symp. Circuits Systems (ISCAS)**, pp. 264-267. 2005.

BARROS, B. N. **Como fazer experimentos – pesquisa e desenvolvimento na ciência e na indústria.** Editora Unicamp. Campinas, SP: 2001. 401p.

BEHINGER. (2011). **Pré-amplificador MIC100.** Disponível em: Behringer MIC 100: <http://www.behringer.com/EN/Products/MIC100.aspx>. Acesso em 10 de Outubro de 2011.

BIES, D. A.; HANSEN, C. **Engineering noise control: theory and practice.** 4th Edition. Spon Press. 2009. 737p.

BISTAFA, S. R.. **Acústica aplicada ao controle de ruído.** Edgard Blucher. São Paulo. 2006. 368p.

BRANDOLT, P. R. **Análise das características acústico/mecânicas dos protetores auditivos.** 2006. *Dissertação de Mestrado.* Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, SC.

BRASIL, M. D. **Perda auditiva induzida por ruído (Pair).** Editora do Ministério da Saúde. Brasília. 2006.

BRÜEL & KJAER. (2011A). **4957 Array Microphone.** Disponível em <http://www.bksv.com/Products/TransducersConditioning/AcousticTransducers/Microphones/4957.aspx>. Acesso em 17 de Março de 2011.

BRÜEL & KJAER. (2011B). **4188 Microphone.** Disponível em <http://www.bksv.com/doc/bp2209.pdf>. Acesso em 15 de Março 2011.

BRÜEL & KJAER. (2011C). **4514 Accelerometers.** Disponível em <http://www.bksv.com/doc/bp2066.pdf>. Acesso em 15 de Março de 2011.

BRÜEL & KJAER. (2011D). **4231 Sound Calibrator.** Disponível em <http://www.bksv.com/doc/bp1311.pdf>. Acesso em 16 de Março de 2011.

BRÜEL & KJAER. (2011E). **3560-L PULSE Card and PULSE Lite Software.** Disponível em <http://www.bksv.com/doc/bp1967.pdf>. Acesso em 17 de Março de 2011.

BURGES, J. C. Active Adaptive control in a duct: A computer simulation. **Jounal Acoust.Soc. Am.**, pp. 715-726. 1981.

CALIXTO, W. P. **Aplicação do mapeamento conforme no cálculo do fator de carter.** 2008. 135f. *Dissertação de Mestrado*. Universidade Federal de Goiás. Goiânia, GO.

CARNEIRO, W. A. Perturbações sonoras nas edificações urbanas (3^a ed.). **Revista dos Tribunais.** 2004.

CHASSAING R.; REAY, D. **Digital signal processing and applications with the TMS320C6713 and TMS320C6416.** 2nd Edition. John Wiley & Sons. 2008. 608p.

DELFINO, L. C. **Controle ativo de ruído em dutos utilizando processador Digitais de sinais.** 2005. 151f. *Dissertação de Mestrado*. Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, MG.

DONADON, L. V. **Análise teórica e experimental de estratégias de controle ativo de ruído.** 2002. *Tese de Doutorado*, 260f. Universidade Estadual de Campinas. Campinas, SP.

DORF, R. C; BISHOP, R. H. **Sistemas de Controle Modernos.** 11^a Edição. Editora LTC. Rio de Janeiro. 2009. 748p.

ELLIOTT, S. J. **Signal processing for active control.** Academic Press. London. 2001. 511p.

ELLIOTT, S. J.; NELSON, P. A. Active noise control. *IEEE Signal Processing Magazine*, 12-35. 1993.

ELLIOTT, S.; STOTHERS, I. M.; NELSON, P. A. A multiple error LMS algorithm and its application to the active control of sound and vibration. *IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing*, pp. 1423-1434. 1987.

ERIKSSON, L. J.; ALIE, M. A. Use of random noise for online transducer estimate in an adaptive active attenuation system. *J. Acoust. Soc. Amer.*, 85, 797-802. 1989.

EVEREST, F. A. **Master handbook of acoustics.** 5th Edition. McGraw-Hill. 2001. 615p.

FADALI, M. S. **Digital control engineering - analysis and design.** Elsevier Inc. 2009. 525p.

FARINES, J.M., FRAGA, J. S., OLIVEIRA, R. S. **Sistemas de Tempo Real.** Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina. 2000.

GEN, M. A. **Genetic algorithms and engineering optimization.** John Wiley & Sons. 2000. 495p.

GERGES, S. N. **Ruído: fundamentos e controle.** 2^o Edição. NR Editora Folrianópolis, SC. 2000. 675p.

GOLDBERG, D. E. **Genetic algorithms in search, optimization, and machine Learning.** Addison-Wesley. New York. 1989. 432p.

GRAF, J.; REITHMEIER, E. Computationally Efficient Active Noise Reduction in Headsets. **Journal of Computer and Systems Sciences International.** Vol. 48, No. 4, pp. 567–573. 2009.

HANSEN, C. H. **Understanding active noise cancellation.** Taylor & Francis. London. 2001. 162p.

HANSEN, C. H.; QIU, X.; PETERSEN, C.; HOWARD, C.; SINGH, S. Active Noise and vibration controlsystem design considerations. **Mechanics**, 26 (2), 37-46. 2007.

HAVELOCK, D.; KUWANO, S.; VOLANDER, M. **Handbook of Signal Processing in Acoustics** (Vol. 1). Springer Science. New York. 2008. 1833p.

HAYKIN, S. **Adaptive filter theory.** 3rd Edition. Prentice Hall. 2002. 989p.

HOLANDA, R. V. **Uma metodologia para atenuação do ruído transmitido por lajes utilizando absorvedores dinâmicos de vibração.** 134f. 2012. *Tese de Doutorado.* Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, MG.

HOLANDA, R. V.; DUARTE, M. A.; PENA, J. L.; OLIVEIRA, E. L. **Um Estudo Sobre a Utilização de Analise Modal Operacional com Excitação Transiente.** *VI Congresso Nacional de Engenharia Mecânica* , pp. 301-309. 2010.

HOLLAND, J. H. **Adaptation in natural and artificial systems.** London: University of Michigan Press. 1975.

JACOBSEN, F.; POULSEN, T. **Fundamentals of acustics and noise control.** Lecture notes - Department of Electrical Engineering, Technical University of Denmark. 2009.

KIM, J.; YUN, G. Y.; KIN, J. H.; LEE, J.; KIN, J. H. Piezoelectric electro-active paper (EAPap) speaker. **Journal of Mechanical Science and Technology** 25 (11). pp. 2763-2768. 2011.

KINSLER, L.E.; FREY, A.R.; COPPENS, A.B.; SANDERS, J.V. **Fundamentals of acoustics**. 3rd edition, John Wiley and sons, New York, 1982.

KUO, S. M.; PANAHI, I. **Design of Active Noise Control Systems With the TMS320 Family**. Texas Instruments. 1996.

KUO, S. M.; LEE, B. H.; TIAN, W. **Real-time digital signal processing: implementations, applications and experiments with the TMS320c55x**. John Wiley & Sons Ltd. 2006.

KUO, S. M.; MORGAN, D. R. Active noise control: a tutorial review. **Proc.IEEE Int. Symp. Circuits Syst.**, pp. 943-973. 1999.

LAPLANTE, P. A. **Real-time systems design and analysis** 3rd ed ed. IEEE Press. 2004. 503p.

LINDENBERG, M. F. **Dedicated Digital Processors: Methods in Hardware/Software System Design**. John Wiley & Sons. 2004. 302p.

LING, W. K. **Nonlinear Digital Filters**. Elsevier Ltd. 2007. 206p.

LUEG, P. **Process of silencing sound oscillations**. U.S. Patent 2,043,416. ano: 1936.

MACINTYRE, A. J. **Ventilação industrial e controle da poluição**. 2^a Edição. LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora. 1990.

MARK AUDIO. (2011). **Amplificador MK1200**. Disponível em http://www.markaudio.com.br/dados_tecnicos/mk1200.pdf. Acesso em 15 de Setembro de 2011.

MELO, N. M. **Controle ativo de ruído sonoro aplicado a dutos usando dispositivos piezelétricos**. 2004. 145f. *Tese de Doutorado*. Universidade Federal da Paraíba. João Pessoa, PB.

MINGUEZ, A. **Inginieria avanzada para sistemas de controle de ruido acústico mediante técnicas adapataivas.** 1998. Tesis Doctoral. *Universidade Politécnica de Madrid.* España.

MONTGOMERY, R.; McDOWALL, R. **Fundamentals of HVAC Control Systems.** Elsevier Inc. 2009. 354p.

MUNJAL, M. L. **Acoustics of Ducts and Mufflers with Application to Exhaust and Ventilation System Design.** John Wiley&Sons. 1987. 328p.

NARASIMHAN, S. V.; VEENA, S. New unbiased adaptive IIR filter: it's robust and variable step-size versions and application to active noise control. **Signal, Image and Video Processing.** pp. 1-11. 2011.

NUNES, M. A. **Utilização de síntese modal de componentes e particionamento axial de dutos para controle dos modos acústicos de alta ordem.** 223f. 2009. *Tese de Doutorado.* Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, MG.

NUNEZ, I. J. C. **O controle ativo de ruídos em dutos: um estudo teórico - experimental.** 2005. 129f. *Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia.* Uberlândia, MG.

OLIVEIRA, E. L. A sensitivity analysis of active noise control applied to ducts with higher-order acoustic modes. **Proceedings of the XIV International Symposium on Dynamic Problems of Mechanics (DINAME).** pp. 110-117. 2011.

OLIVEIRA FILHO, R. H. **Uma metodologia para avaliação virtual da dose de exposição ao ruído no ambiente de trabalho.** 2011. *Tese de Doutorado.* Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, MG.

OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. **Discret-time signal processing.** Prentice Hall. 1989.

OPPENHEIN, A. V.; WILLSKY, A. S. **Signals & systems.** Prentice Hall. 1997.

SANTANA, D. C. **Controle ativo de ruído empregando placas retangulares com atuadores piezoeletrônicos distribuídos.** *Dissertação de Mestrado.* 2002. Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, MG.

SAVORY, P. The Science of Simulation Modeling. Vakilzadian Ed. ***International Conference on Simulation in Engineering Education (ICSEE '94)***, Volume 26 (1).1994.

SELENIUM. (2011). **Alto-falante 8KW3.** Disponível em: http://www.selenium.com.br/site/assets/produtosfinal/48_pdfManual.pdf. Acesso em 20 de Março de 2011.

SERRADA, A. P. **Uma Introducción a la Computación Evolutiva.** España: Universidad de Oviedo. 1996. 172p.

SHANNON, R. E. Introduction to the art and science of Simulation. **WINTER SIMULATION CONFERENCE.** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers. pp.7-14. 1998.

SHIN, K.; HAMMOND, J. K. **Fundamentals of signal processing for sound and vibration engineers.** John Wiley & Sons. 2008.

SNYDER, S. D.. **Active noise control primer.** Springer. 2000. 159p.

SOARES, G. L. **Algoritmos Genéticos: estudo, novas técnicas e aplicações.** *Dissertação de Mestrado.* 1997. Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte, MG.

SPECTRUM DIGITAL INCORPORATED. (2003). *TMS320C6713 DSK - Technical Reference.*

STMicroelectronics. (2011). **TDA2030** Disponível em: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/stmicroelectronics/1458.pdf> Acesso em 17 de Março de 2011.

TEXAS INSTRUMENTS. (2005). *SPRS186L - TMS320C6713 Floating-point Digital Signal Processing. December 2001. Revised November 2005.*

TEXAS INSTRUMENTS. (2006). *SPRU198I - TMS320C6000 - Programmer's Guide.*

TEXAS INSTRUMENTS. (2000). *SPRU328B - Code Composer Studio - User's Guide*.

VASEGHI, S. V. **Advanced digital signal processing and noise reduction.** 3rd Edition. John Wiley & Sons. 2005. 453p.

VILLANUEVA, J. M. **Determinação de aproximações lineares por partes de funções não lineares para sistemas embarcados utilizando algoritmos genéticos.** 2005. *Dissertação de Mestrado*. Universidade Federal do Maranhão. São Luiz, Ma.

WEISE, T. **Global optimization algorithms - theory and application.** e-book: <http://www.it-weise.de/>. Acesso em 20 de Agosto de 2011. 2009.

WIDROW, B.; STEARNS, S. D.. **Adaptive signal processing.** Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall. 1985.

ZANDER, A. C.; HANSEN, C. H.. A comparison of error sensor strategies for the active control of duct noise. ***Journal of the Acoustical Society of America***, pp. 841-848. 1993.

ZANDER, A. C.; HANSEN, C. H.. Active control of higher-order acoustic mods in ducts. ***Journal of the Acoustical Society of America***, 92, pp. 244-257. 1992.

ZHOU, D. A.. A new active noise control algorithm that requires no secondary path identification based on the SPR property. ***IEEE Transactions on Signal Processing***, pp. 1719-1729. 2007.

ZOLZER, U. **Digital Audio Signal Processing.** John Wiley & Sons. 2008.

ANEXO I

CONTROLE ATIVO DE TEMPO REAL

Um sistema de controle é definido como uma interconexão de componentes que controla, comanda ou ajusta a si mesmo ou outros sistema. O controle automático de processos tem desempenhado papel fundamental no avanço de tecnologias ligadas a diversos segmentos, principalmente industriais, biomédicos e comunicações (DORF, 2009).

Muitos sistemas de controle da atualidade têm como variável principal a quantidade de tempo necessário para se obter uma resposta válida. Assim, é chamado de sistema de tempo real quando o desempenho correto de uma aplicação é avaliado não somente pela sua resposta correta, mas também pelo tempo gasto para obter tal resposta. Nesses sistemas, uma resposta com atraso pode não ter valor algum, ou pior, ter valor negativo (FADALI, 2009). No controle ativo de ruído é fundamental que o processamento das informações, referente a sinal e sistema, seja realizado em tempo hábil. Isso quer dizer que o processamento precisa acabar antes que o som percorra a distância entre o microfone de referência e o atuador (alto-falante). Busca-se assim uma sincronização entre o sistema mecânico (propagação do som em um duto) e o sistema eletrônico (filtros, conversores e processador). Caso essa sincronização não aconteça, o resultado pode inclusive ser um aumento de pressão sonora na saída do duto ao invés de sua atenuação.

Este anexo aborda alguns conceitos associados a sistemas de controle de tempo real e um dispositivo utilizado para tornar viável sua realização: o processador digital de sinais (DSP – *Digital Signal Processor*).

A1.1 Sistemas de Tempo Real

Como já mencionado, um sistema de controle convencional controla, comanda ou ajusta a si mesmo ou outros sistemas usando um tempo necessário para se chegar ao resultado esperado. Por outro lado, os sistemas de controle de tempo real necessitam chegar ao resultado, mas usando um tempo disponível. Essa definição enfatiza a noção que o tempo é uma das entidades mais importantes do sistema e que existem restrições temporais associadas às tarefas que precisam ser executadas. Tais tarefas, que normalmente são controlar ou reagir a acontecimento do mundo exterior, estão acontecendo em "tempo real". Assim, uma tarefa em tempo real deve ser capaz de acompanhar eventos externos. Sistemas que realizam a correta localização de aeronaves em vôo ou calculam temperatura de uma usina nuclear são exemplos onde o processamento de informações necessita acontecer em tempo real. Um sistema em tempo real deve satisfazer um tempo de resposta explícito (limitado). O não atendimento dessa condição leva a riscos graves e/ou a falhas (LAPLANTE, 2004).

É importante observar que a execução de tarefas em tempo real não é equivalente a execução rápida de tarefas. Essa última visa obter resultados o mais rapidamente possível, enquanto a primeira visa obter os resultados em um ponto de tempo prescrito por tolerâncias definidas (*deadline*).

Se um sistema de tempo real faz a execução de suas tarefas, respeitando um certo prazo (*deadline*), porque senão irá causar erros fatais ou consequências indesejáveis, esse sistema é dito crítico (*hard*). Caso a obediência ao prazo seja desejável, mas não obrigatório, o sistema é chamado não crítico (*soft*) (FARINES, J.M., FRAGA, J. S., OLIVEIRA, R. S, 2000). Um sistema CAR é classificado como não crítico. É claro que a não obediência ao prazo definido para cálculos de uma resposta satisfatória para ser entregue ao atuador, leva a consequências bem desagradáveis, inclusive aumento da sensação de desconforto acústico.

Para alcançar seus objetivos o projeto CAR utiliza as técnicas de Processamento Digital de Sinais, também representadas pela sigla DSP (*Digital Signal Processing*) (OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W., 1989). O processamento digital de sinais está preocupado com a representação digital de sinais e o uso de sistemas digitais para analisar, modificar, armazenar ou extrair informações desses sinais. Muitas pesquisas têm sido realizadas para desenvolver algoritmos de DSP e sistemas para aplicações do mundo real. Nos últimos anos, o rápido avanço das tecnologias digitais tem vindo apoiar a implementação de algoritmos de DSP para aplicações de tempo real (VASEGHI, 2005). As técnicas de DSP agora são usadas não apenas em áreas onde os métodos analógicos foram usados anteriormente, mas também em áreas

onde a aplicação de técnicas analógicas é muito difícil ou impossível, como é o caso do CAR (KUO, S. M.; LEE, B. H.; TIAN, W., 2006).

Os blocos funcionais básicos dos sistemas de processamento digital são ilustrados na Fig. A1.1, onde um sinal analógico do mundo real é convertido em um sinal digital, processado e convertido novamente em analógico (OPPENHEIN, A. V.; WILLSKY, A. S., 1997).

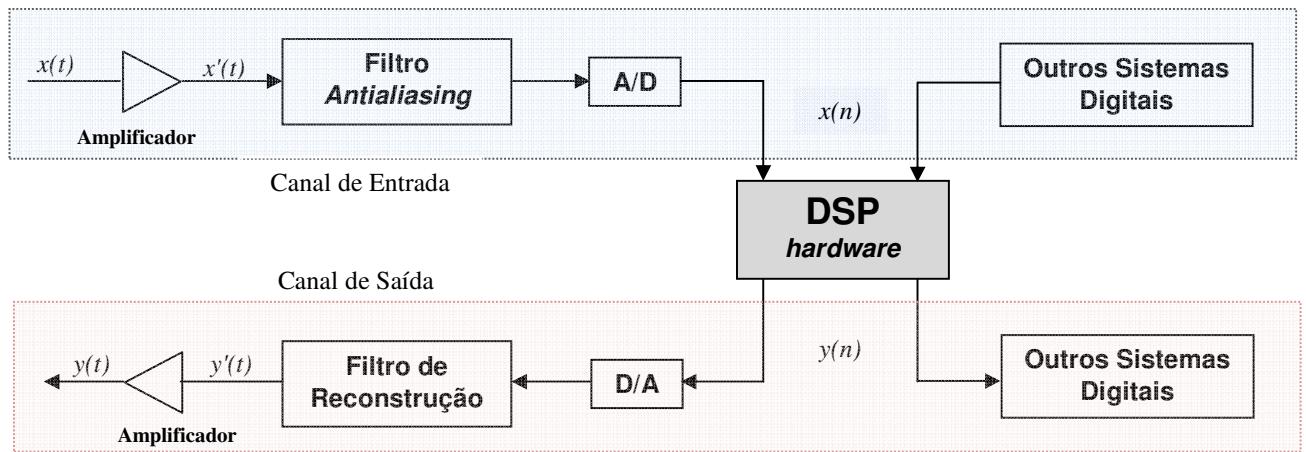


Figura A1.1 – Diagrama de blocos de um sistema de DSP de tempo real (KUO, S. M.; LEE, B. H.; TIAN, W., 2006).

Como pode ser visto através da Fig. A1.1, o sinal analógico $x(t)$ é capturado por um sensor eletrônico que converte uma grandeza física (pressão sonora, por exemplo) em um sinal elétrico. O amplificador gera um sinal de saída dado pela seguinte expressão:

$$x'(t) = g \cdot x(t) \quad (\text{A1.1})$$

onde g é o ganho do amplificador. O sinal de saída $y(t)$ também é obtido através de amplificação. Em um sistema de controle de ruído, o sinal de saída $y'(t)$ é entregue a um amplificador de potência, que gera o sinal $y(t)$, que é enviado a um atuador, geralmente um alto-falante. A seguir os demais blocos serão abordados.

A1.1.1 Filtro antialiasing

O fenômeno de *aliasing* torna-se um problema quando o sinal entrada amplificado $x'(t)$ contém frequências que não atendem ao Teorema de Nyquist. Esse teorema estabelece que

um sinal que vai ser amostrado através de uma frequência de amostragem F_s deve possuir frequências até $F_s/2$ (frequência máxima ou frequência de Nyquist). Qualquer componente do sinal superior a frequência máxima sofre *aliasing* e será “projetada” para uma gama de baixas frequências. Essas componentes serão incorretamente interpretadas. Mais especificamente, uma componente f_x de alta frequência do sinal, amostrado a uma frequência de amostragem F_s , aparece no sinal amostrado com uma frequência f , igual à diferença entre f_x e o múltiplo da frequência de amostragem, ou seja:

$$f = |f_x - n \cdot F_s|, \text{ com } n \text{ inteiro} \quad (\text{A1.2})$$

As primeiras considerações envolvidas no *aliasing* são a taxa de amostragem do conversor A/D e as frequências presentes no sinal de entrada. Para eliminar o fenômeno de *aliasing*, existem duas opções: pode-se aumentar a taxa de amostragem ou passar o sinal de entrada em um filtro passa-baixa, removendo assim as componentes de alta frequência do sinal (ZOLZER, 2008).

O aumento da taxa de amostragem pode tornar-se cara e impraticável na prática, especialmente quando o limite superior da largura de banda do ruído for maior que a largura de banda do sinal de interesse. Assim, uma prática comum é usar filtros passa-baixa que eliminam as frequências do sinal maiores que a frequência de Nyquist. A eliminação do *aliasing* é implementada de acordo com as seguintes considerações práticas:

- Estabelecer a largura de banda útil da medição;
- Selecionar um sensor que trabalhe com largura de banda suficiente;
- Selecionar um filtro analógico, passa-baixa *antialiasing*, que pode eliminar todas as frequências que excedem essa largura de banda;
- Amostrar o sinal com uma taxa de amostragem, pelo menos duas vezes maior que a frequência de corte do filtro.

A1.1.2 Conversor A/D

O bloco A/D é um conversor analógico/digital. O sinal de saída de um circuito A/D é uma versão discreta do sinal variando no tempo que está sendo monitorado. Essa informação é passada ao processador do sistema de tempo real. O circuito A/D disponibiliza um número de n bits que representa uma versão discreta da o sinal.

A1.1.3 Processador Digital de Sinais - DSP

O *hardware* que realiza o processamento pode ser um microprocessador, microcontrolador ou circuito integrado personalizado. No entanto, no projeto do controlador de ruído acústico geralmente é utilizado um processador dedicado, também chamado de DSP (*Digital Signal Processor*).

Um DSP é, basicamente, um tipo de microprocessador otimizado para efetuar processamento matemático, enquanto os demais processadores são otimizados para manipulação e gerenciamento de dados. Essa característica o faz apto a trabalhar com aplicações que não toleram atrasos de transporte significativos entre a aquisição de um dado, a efetuação dos cálculos e a disponibilização dos resultados, quer seja de forma digital ou analógica. Baseados na topologia *Harvard* modificada, os DSP's tem barramentos internos independente para programa, dados e entrada/saída permitindo que haja acesso simultâneo de dados, instruções e acesso a periféricos. Isso possibilita realizar múltiplas ações em um mesmo ciclo de *clock*, tais como realizar uma multiplicação de um determinado fator e somar com um outro valor pré-estipulado (multiplicação/acumulação), gerar um novo endereço de base e ainda acessar um determinado periférico. Esse paralelismo de processamento, em conjunto com um mecanismo bastante flexível de gerenciamento de interrupções e chamada de funções/rotinas, faz com que o DSP tenha um desempenho significativo no processamento dos dados amostrados.

Dependendo de como os dados são manipulados e armazenados internamente, devido à arquitetura interna, os DSP's podem ser classificados, pelo formato dos dados, como: ponto fixo ou flutuante. Os processadores de ponto fixo são caracterizados por uma palavra de tamanho fixo (16 bits, 32 bits, ...) e pelo *radix*, que define como a palavra binária é escalonada; equivale a dizer em decimal que o *radix* indica em que posição da palavra se encontra o ponto decimal. Já nos processadores com ponto flutuante os números são caracterizados pela mantissa (ou fração) e o expoente. A diferença chave entre os processadores de ponto fixo e os processadores de ponto flutuante está ligada ao desempenho de ambos em relação ao sinal-ruído inherente de cada tipo de quantização. Por ter menor ruído de quantização, sistemas de ponto flutuante são mais fáceis de serem projetados devido à baixa possibilidade de *underflow* e *overflow*, além de um menor erro de quantização quando comparado com os processadores com ponto fixo. Mesmo sendo um processador do tipo ponto fixo ou flutuante, ele pode trabalhar com dados no outro formato. Para processadores com ponto flutuante, esta realidade

não traz maiores implicações. Já os processadores baseados em ponto fixo, apresentam uma degradação do desempenho de processamento. Para a escolha do formato numérico a ser utilizado, depende basicamente das restrições baseadas na relação sinal-ruído e no custo do dispositivo.

A1.1.4 Conversor D/A

O bloco D/A é um conversor digital/análogo. O sinal de saída de um circuito D/A é uma versão contínua do sinal discreto apresentado na entrada. O sinal de saída analógico apresenta degraus que devem ser eliminados no próximo estágio do sistema de tempo real (LINDENBERG, 2004).

A1.1.5 Filtro de Reconstrução

O filtro de reconstrução é um filtro passa-baixa que tem a função de eliminar os degraus correspondentes aos níveis do sinal discreto de outrora. O resultado é um sinal de saída analógico de curva suave como mostrado na Fig. A1.2.

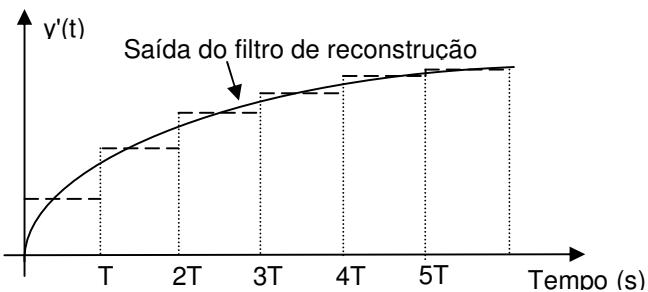


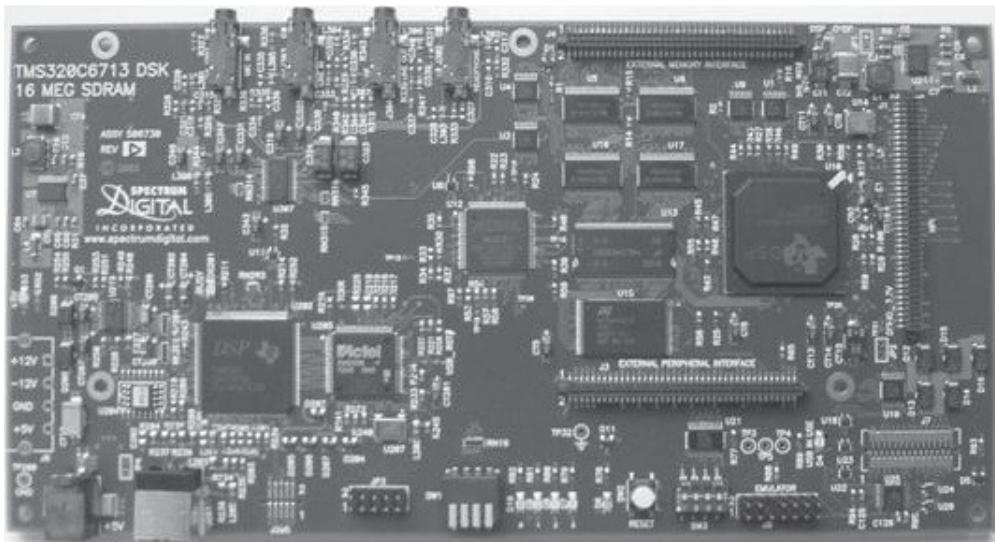
Figura A1.2 – Gráfico com entrada (tracejado) e saída (traço contínuo) do filtro de reconstrução.

Ainda na Fig. A1.1, os blocos denominados “Outros Sistemas Digitais” fazem parte do Ambiente Integrado de Desenvolvimento (IDE - *Integrated Development Environment*) que reúnem características e ferramentas de apoio ao desenvolvimento de programas com o objetivo de agilizar o controle de tempo real. Uma das ferramentas é depurador, que permite ao usuário executar o programa no DSP, passo a passo, para eliminação de erros de lógica.

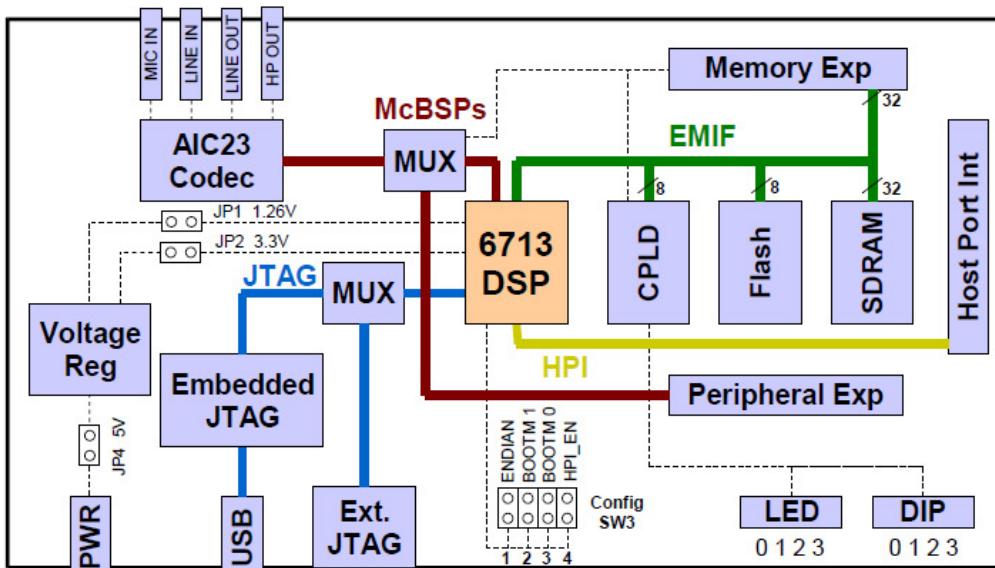
Na sequência desse anexo serão abordadas as características do processador digital empregado no projeto CAR.

A1.2 TMS320C6713 DSP Starter Kit (DSK)

O DSK C6713 é uma plataforma de desenvolvimento de baixo custo autônomo, desenvolvida pela empresa *Spectrum Digital*, que permite aos usuários avaliar e/ou desenvolver aplicações de processamento digital de tempo real.



(a)



(b)

Figura A1.4 – Sistema DSK TMS320C6713: (a) placa e (b) diagrama de blocos (SPECTRUM DIGITAL INCORPORATED, 2003).

Esse kit trata-se de uma placa contendo um DSP TMS320C6713 de ponto flutuante e um circuito de interface analógica TLV320AIC23 (codec) e conecta-se a um computador através de uma porta USB (TEXAS INSTRUMENTS, 2005). No computador fica instalado o programa *Code Composer Studio* (CCS), que permite que o projeto seja desenvolvido em linguagem C ou *assembly* e ainda compilado, depurado e carregado na memória do DSP 6713 para posterior execução (TEXAS INSTRUMENTS, 2000), (TEXAS INSTRUMENTS, 2006). Os circuitos Integrados (CI's) e o programa citado são da empresa *Texas Instruments*.

A placa DSK conta com 16 MB (megabytes) de memória RAM dinâmica síncrona (SDRAM) e 512 KB (kilobytes) de memória flash. Quatro conectores fornecem entradas e saídas analógica: MIC IN e LINE IN representam canais de entrada e HP OUT e LINE OUT representam os canais de saída.

A placa ainda possui diodos emissores de luz (LED – *light-emitting diode*) e teclas *push-buttons* (DIP) para sinalização e ações de controle, respectivamente.

A1.2.1 DSP TMS320C6713

O DSP TMS320C6713 é baseado na arquitetura *very-long-instruction-word* (VLIW) que está muito bem adaptada para projetos onde predomina alta complexidade computacional (CHASSAING R.; REAY, D., 2008). A memória de programa interna está estruturada de modo que um total de oito instruções podem ser buscadas na memória a cada ciclo. Por exemplo, com um *clock* de 225 MHz, o C6713 é capaz de buscar oito Instruções de 32 bits a cada 1/(225 MHz) ou 4,44 ns. Esse DSP executa duas multiplicações/acumulações por ciclo, o que representa 1350 milhões de operações de ponto flutuante por segundo (MFLOPS). Um número em ponto flutuante pode ser representado por meio de precisão simples com 32 bits ou precisão dupla com 64 bits, como mostrado na Fig. A1.5. Em formato de precisão simples, o bit 31 representa o sinal, os bits de 23 a 30 representam os bits de expoente e bits 0 a 22 representam os bits fracionários, como mostrado na Fig. A1.5(a). A faixa numérica representada, nesse caso, é de 10^{-38} a 10^{38} . Em formato de precisão dupla, mais bits para representar expoentes e mais bits para representar a parte fracionária estão disponíveis, como mostrado na Fig. A1.5 (b). Com a representação em 64 bits, um par de registradores é usado. Os bits de 0 a 31 do registrador inferior é a primeira parte fracionária do número. Os bits de 0 a 19 do registrador superior é a segunda parte fracionária. Os bits de 20 a 30 representam o

expoente e o bit 31 representa o sinal. Como resultado, números de representados (CHASSAING R.; REAY, D., 2008).

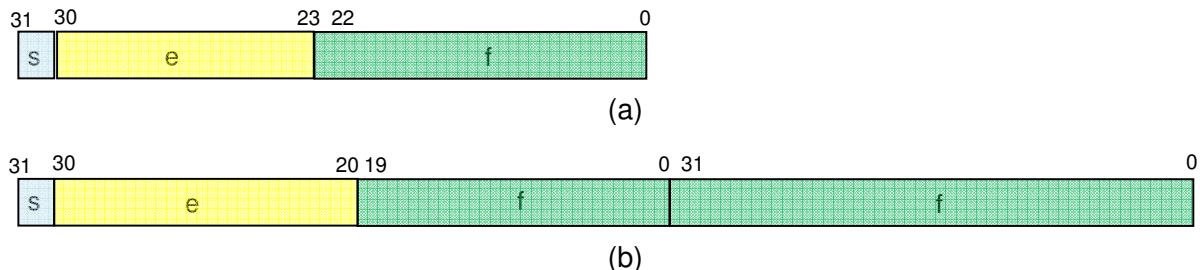


Figura A1.5 – Formato de dados: (a) precisão simples e (b) precisão dupla.

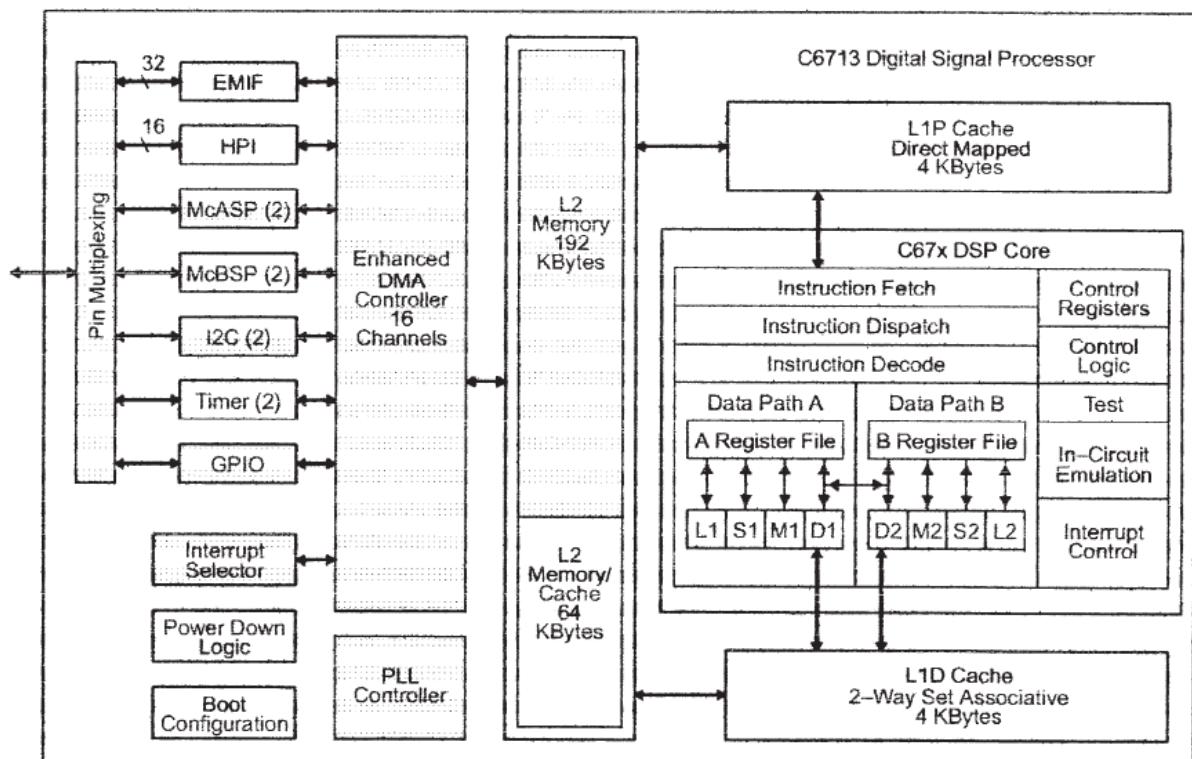


Figura A1.6 – Diagrama de blocos funcionais do DSP 6713 (SPECTRUM DIGITAL INCORPORATED, 2003).

A memória interna do DSP 6713 inclui dois níveis de memória *cache* de 4kB cada um. O nível L1P para programa e L1D para dados. Ainda existem 256 kB (64 + 192 kB) de memória compartilhada entre programa e dados. A estrutura do DSP comporta ainda dois McBSP

(*multichannel buffered serial port*), dois *timers*, um HPI (*host port interface*) e um EMIF (*external memory interface*) com conector no DSK de 80 pinos para interface externa usando LEDs e display de cristal líquido (LCD – *liquid crystal display*). Na Fig. 1.6 é mostrado o diagrama funcional do TMS320C6713 (SPECTRUM DIGITAL INCORPORATED, 2003).

A1.2.2 CODEC TLV320 AIC23

O termo CODEC refere-se a um CI que possui um codificador de analógico para digital (A/D) e um decodificador de digital para analógico (D/A). O AIC23 está instalado na placa DSK6713 e trata-se de um CODEC estéreo para entrada e saída de sinais, com *clock* independente de 12MHz. Os conversores trabalham com números binários (inteiro sinalizado) de 16 bits. As frequências de amostragem que o AIC23 usa são: 8, 16, 32, 44.1, 48 ou 96kHz.

Através de Fig. A1.4 (b) pode-se verificar conectores para entrada e saída de dados analógicos. O CODEC AIC23 amostra sinais analógicos provenientes da entrada microfone (MIC IN) ou LINE IN e repassa os dados para serem processados no DSP 6713. Os dados de saída digitais são entregues novamente ao CODEC, que os converte em analógico e os repassa ao canal de saída de fone (HP OUT) ou ao canal LINE OUT. Na implementação do projeto CAR foi utilizado a entrada LINE IN para conexão dos microfones de referência e erro, separando os canais estéreo direito (microfone de referência) e esquerdo (microfone de erro). Para ter acesso ao sinal de saída foi utilizado o canal LINE OUT que se conecta ao alto-falante de controle (SPECTRUM DIGITAL INCORPORATED, 2003).

ANEXO II

ALGORITMO PARA GERAÇÃO DE RUÍDO PSEUDO-ALEATÓRIO

O ruído branco é um tipo sinal que ocupa todo o espectro de frequência e com isso tem o papel principal de identificar sistemas.

Um ruído branco gerado digitalmente precisa obter cada uma de suas amostras de forma aleatória, mas com potência média (variância) constante. É possível obter esse tipo de sinal usando apenas dois níveis simétricos e apresentar a sequência de amostras de forma aleatória. Trata-se do ruído binário, apresentado na Fig. A2.1.

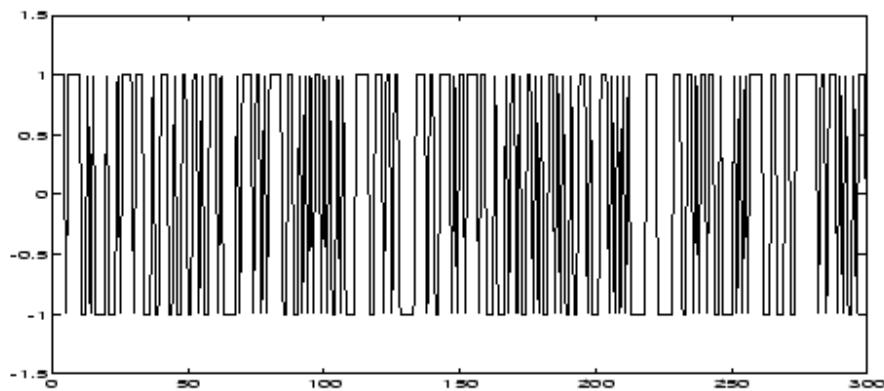


Figura A2.1 - Exemplo de ruído binário.

O algoritmo usado para programar a geração de um ruído com as características apresentadas é tratado a seguir.

A2.1 Ruído Pseudo-Aleatório

Um algoritmo para ser usado em um DSP que gere ruído para estimar sistemas precisa ter baixa complexidade computacional (CHASSAING R.; REAY, D., 2008). Assim, é descrito uma sequência de uma função para atingir esse objetivo:

- a. Definir variável de amplitude do ruído (*noiselevel*);
- b. Definir uma variável auxiliar (*var_noise*) de tamanho de 16 bits;
- c. Definir uma variável de realimentação (*feedback*) de tamanho de 16 bits;
- d. Definir uma variável de saída *var_out*;
- e. Inicializar a variável *var_noise* com valor máximo: 0xFFFF;
- f. Inicializar a variável *feedback* com valor UM;

INÍCIO DA FUNÇÃO RUÍDO

- 1 Se o bit ZERO da variável *var_noise* é UM
 - a. Então a *var_out* recebe + *noiselevel*;
 - b. Senão a *var_out* recebe - *noiselevel*;
- 2 A variável *feedback* recebe resultado da operação EX-OR entre os bits ZERO, UM, ONZE e TREZE;
- 3 Realizar o deslocamento de um bit para a esquerda na variável *var_noise*;
- 4 Colocar o bit resultante da operação realizada no ponto 2 no bit ZERO da variável *var_noise*;
- 5 Retorne a variável *var_out*.

FIM DA FUNÇÃO RUÍDO

ANEXO III

ALGUNS RESULTADOS EXPERIMENTAIS

No presente anexo procura-se apresentar alguns resultados do controle ativo de ruído para o duto bipartido utilizando sinais com freqüências tonais em 280 e 200 Hz.

O objetivo é somente complementar as informações apresentadas no capítulo VI e que também ajudaram em algumas conclusões e sugestões do capítulo VII.

A3.1 Duto com Fontes de Controle Otimizadas para 280 Hz

A.3.1.1 Sinal de entrada harmônico

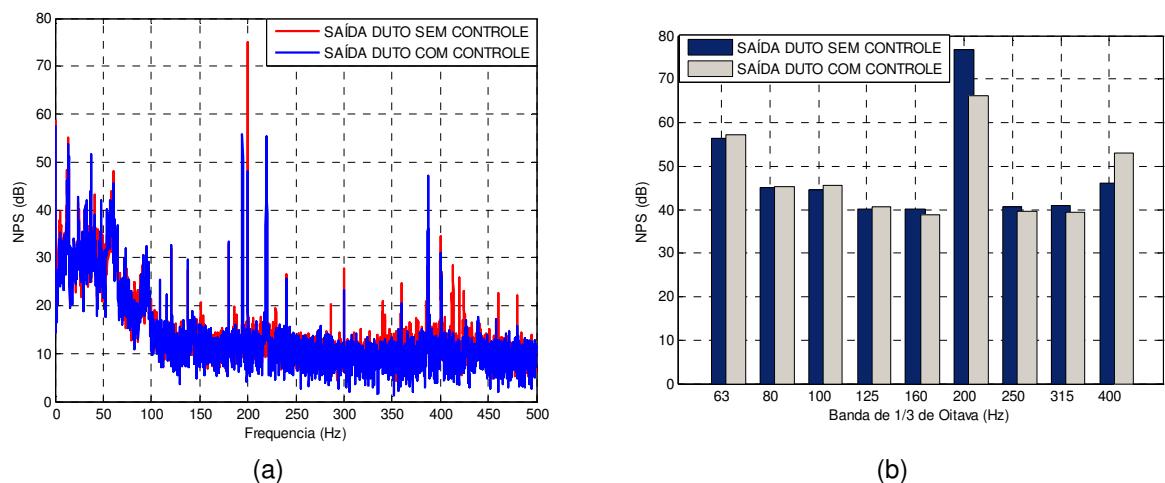


Figura A3.1 – Espectro de freqüências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada de 200 Hz, com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava. Atenuação: 9,97 dB.

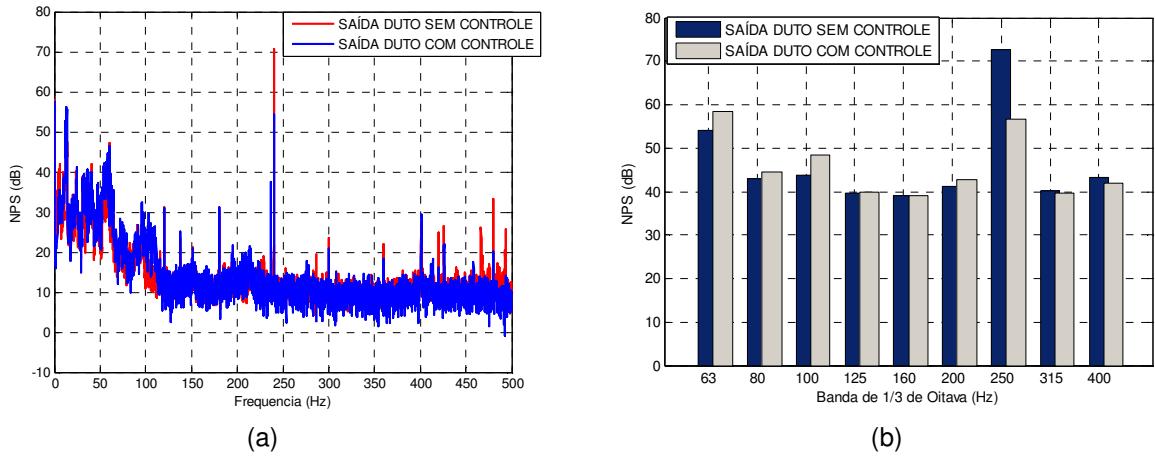


Figura A3.2 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada de 240 Hz, com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava. Atenuação: 11,57 dB.

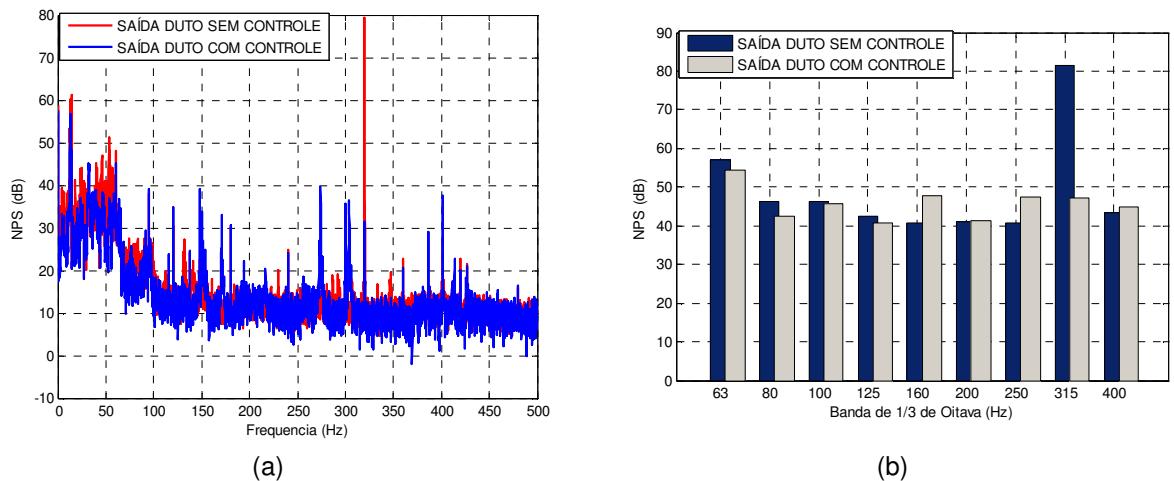


Figura A3.3 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada de 320 Hz, com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava. Atenuação: 23,96 dB.

A.3.1.2 Sinal de entrada composto de harmônico e ruído branco

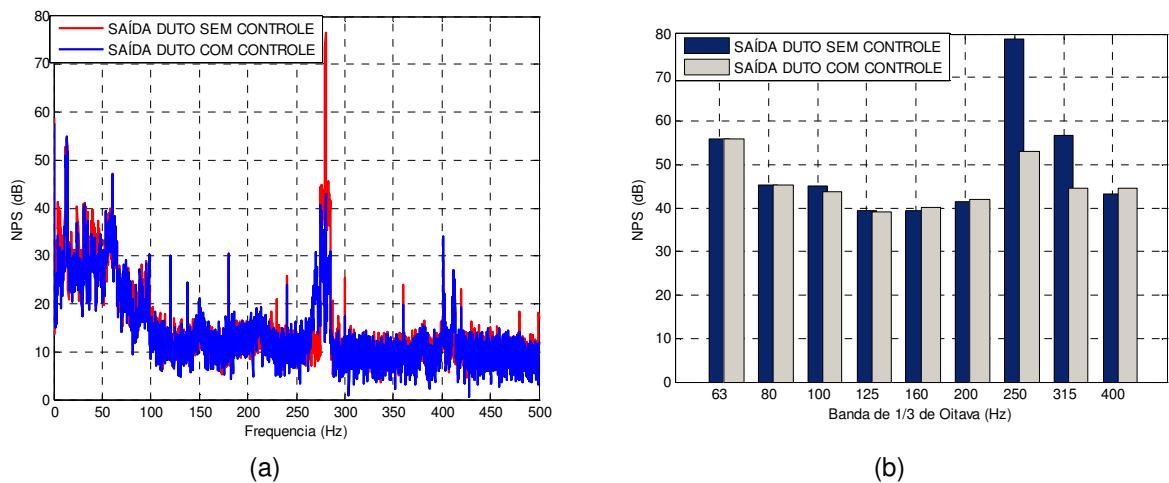


Figura A3.4 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada sinal tonal e ruído na faixa de 275 a 285 Hz com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava. Atenuação: 20,16 dB.

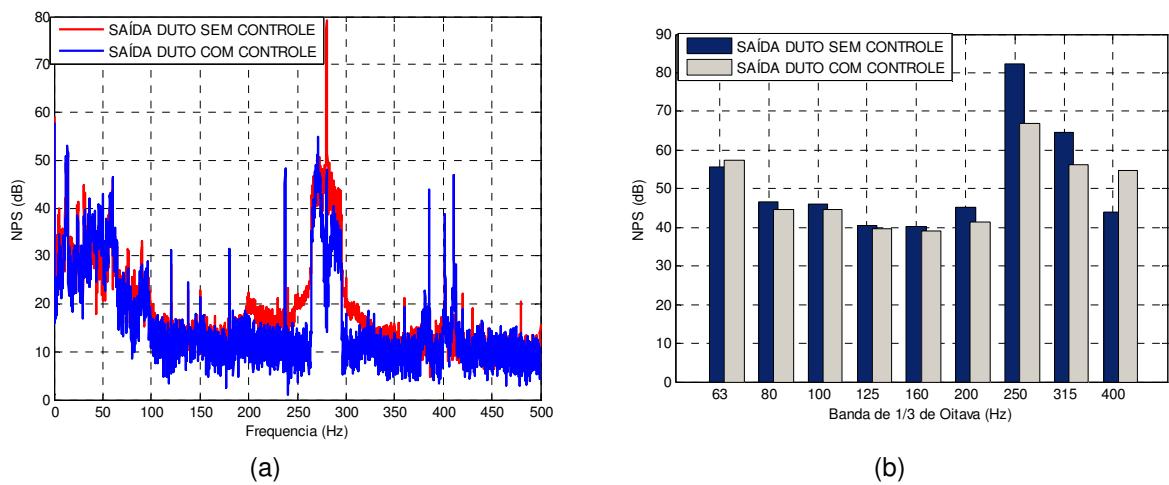


Figura A3.5 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada sinal tonal e ruído na faixa de 265 a 295 Hz com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava. Atenuação: 14,41 dB.

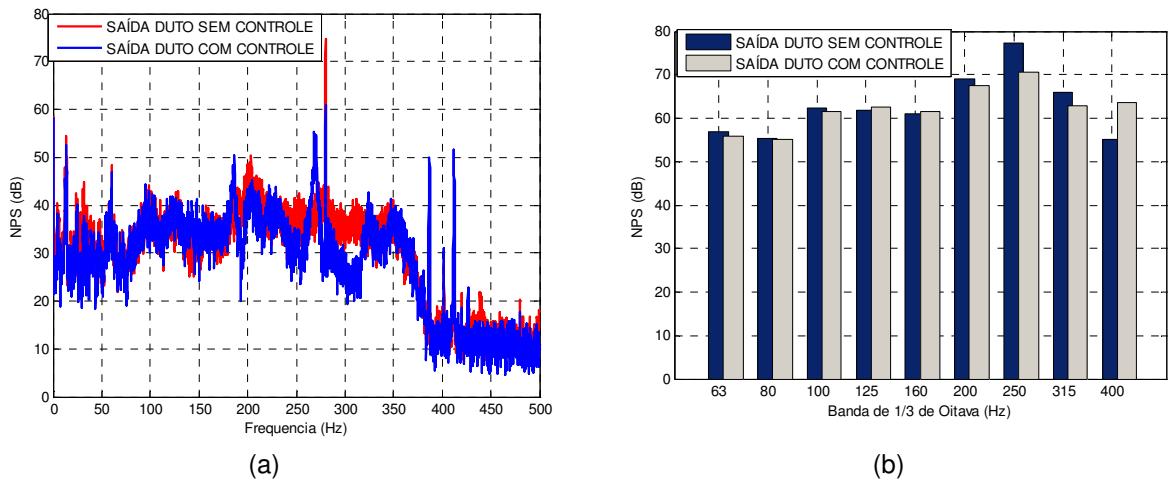


Figura A3.6 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada sinal tonal e ruído na faixa de 0 a 360 Hz com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava.. Atenuação: 4,24 dB.

A3.2 Duto com Fontes de Controle Otimizadas para 200 Hz

A.3.2.1 Atenuação versus frequência

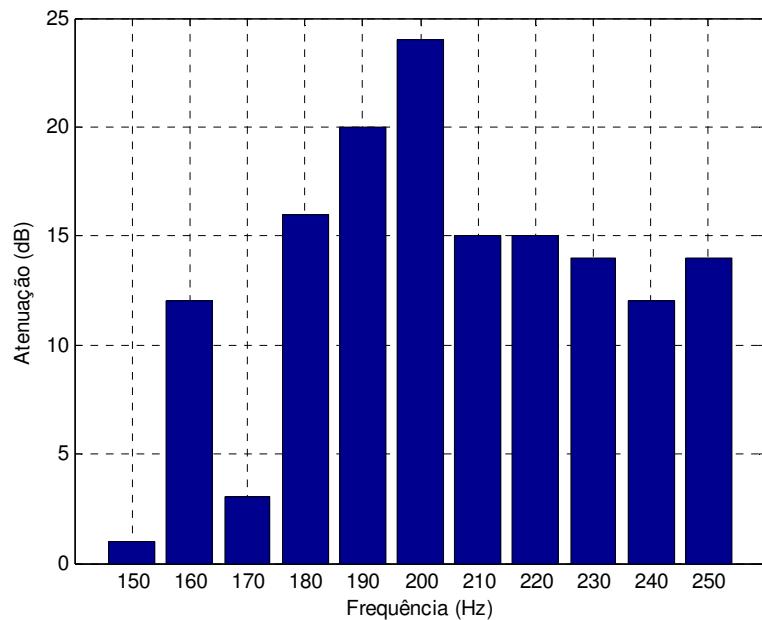


Figura A3.7 – Gráfico da atenuação em função da frequência do sinal harmônico de entrada.

A.3.2.2 Sinal de entrada harmônico

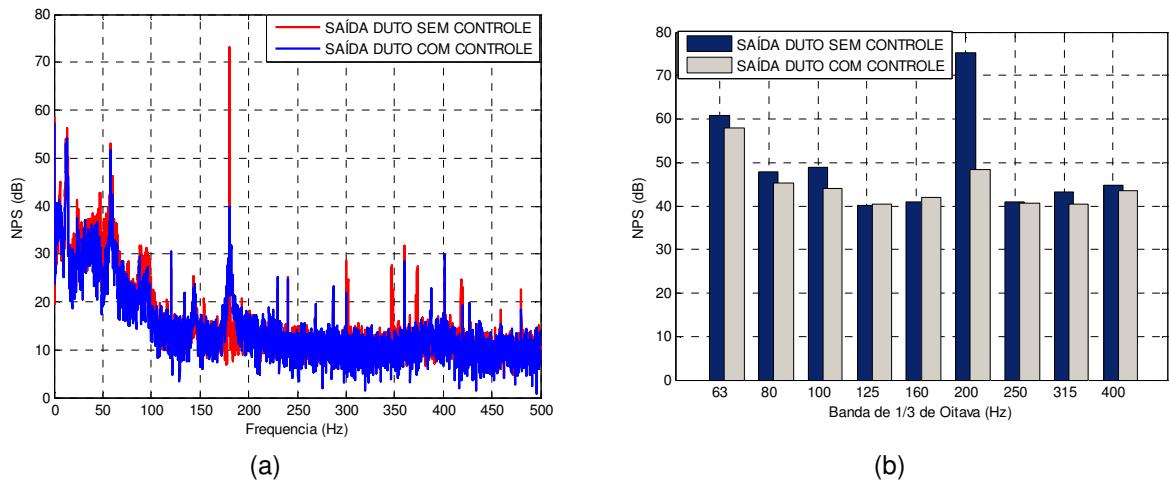


Figura A3.8 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada de 180 Hz, com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava. Atenuação: 16,16 dB.

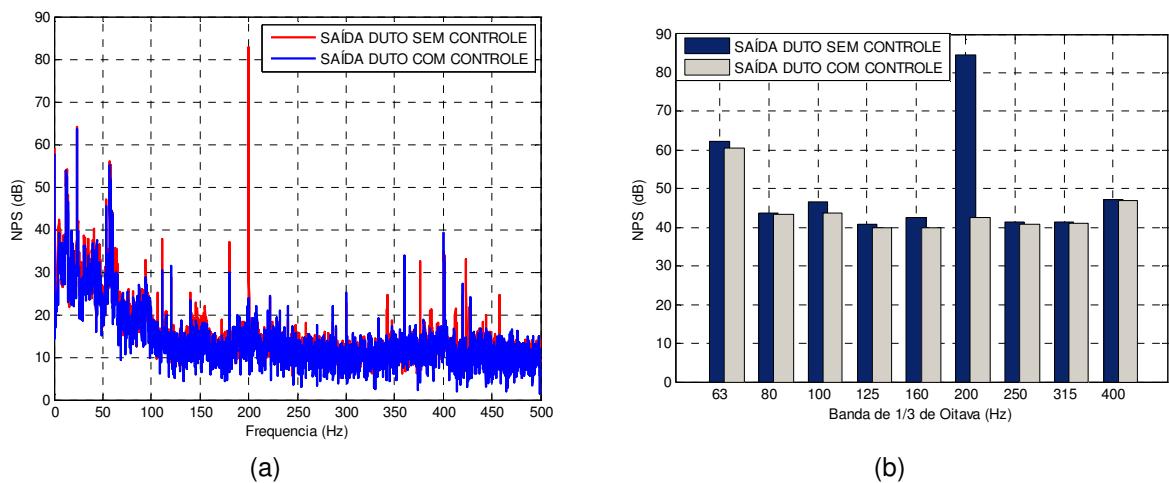


Figura A3.9 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada de 200 Hz, com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava. Atenuação: 23,65 dB.

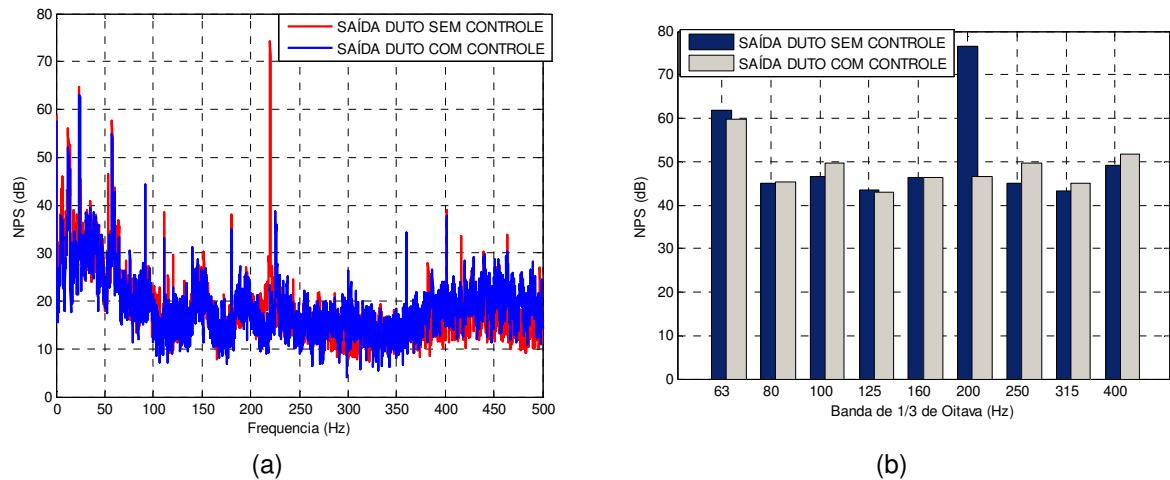


Figura A3.10 – Espectro de frequências para avaliação do desempenho do sistema CAR para sinal de entrada de 220 Hz, com (a) banda estreita e (b) banda de 1/3 de oitava. Atenuação: 14,99 dB.

ANEXO IV

DETALHES DO PROJETO DA BANCADA EXPERIMENTAL

No presente anexo é apresentada uma sequência de figuras com desenhos e esquemas com as cotas para orientação no desenvolvimento do principal elemento da bancada experimental: o duto. A espessura de todas as chapas que serão apresentadas é de 1,2 milímetros.

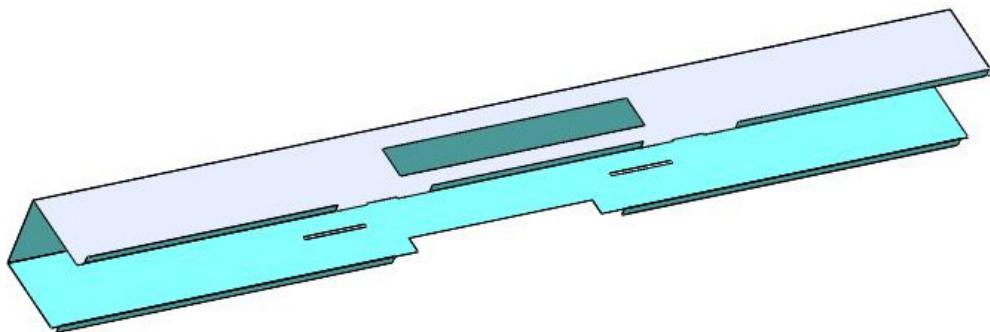


Figura A4.1 – Desenho em três dimensões da peça principal do duto experimental.

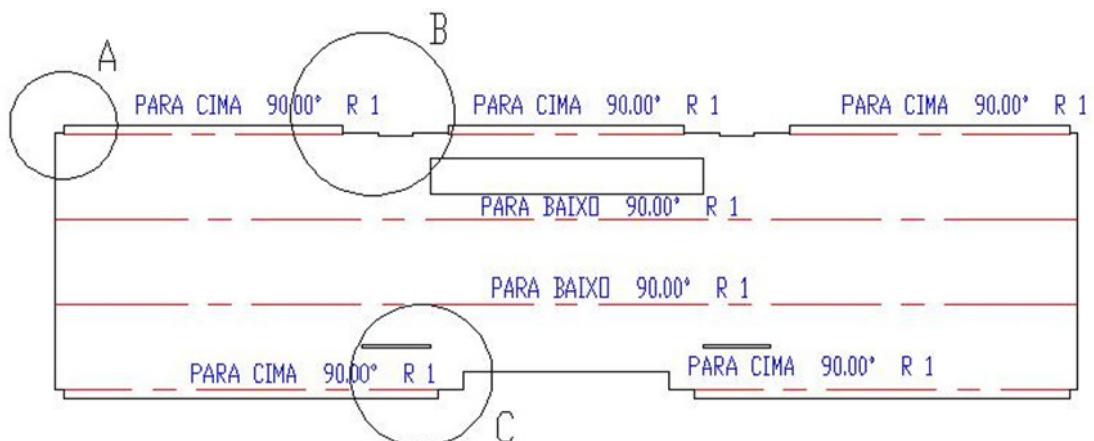


Figura A4.2 – Desenho da peça principal do duto no plano com indicação das linhas de dobra (tracejadas) e detalhes A, B e C.

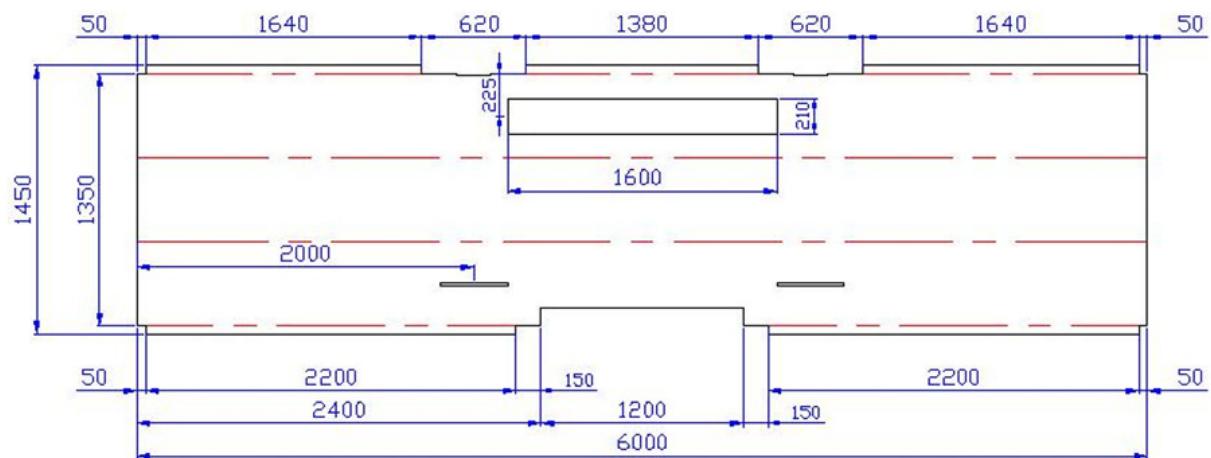


Figura A4.3 – Desenho da peça principal do duto no plano com indicação das cotas em milímetros.

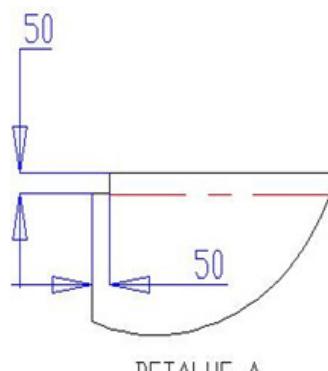


Figura A4.4 – Detalhe A com cotas em milímetros (referente a Fig. A4.2).

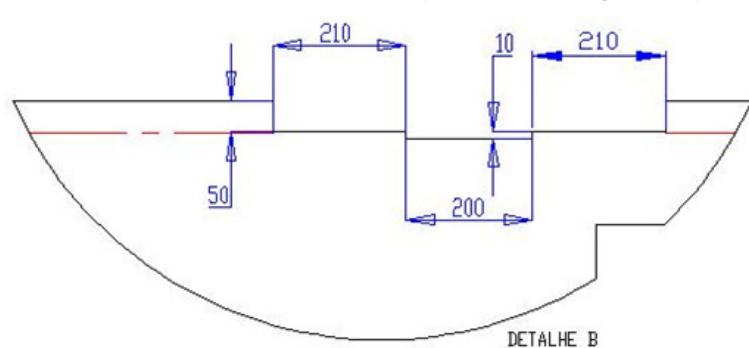


Figura A4.5 – Detalhe B com cotas em milímetros (referente a Fig. A4.2).

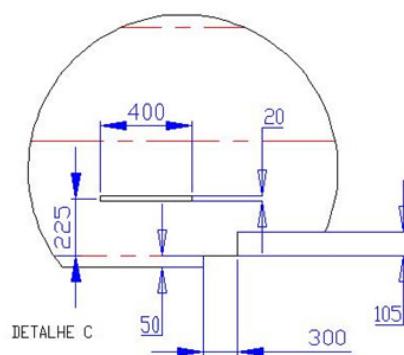


Figura A4.6 – Detalhe C com cotas em milímetros (referente a Fig. A4.2).

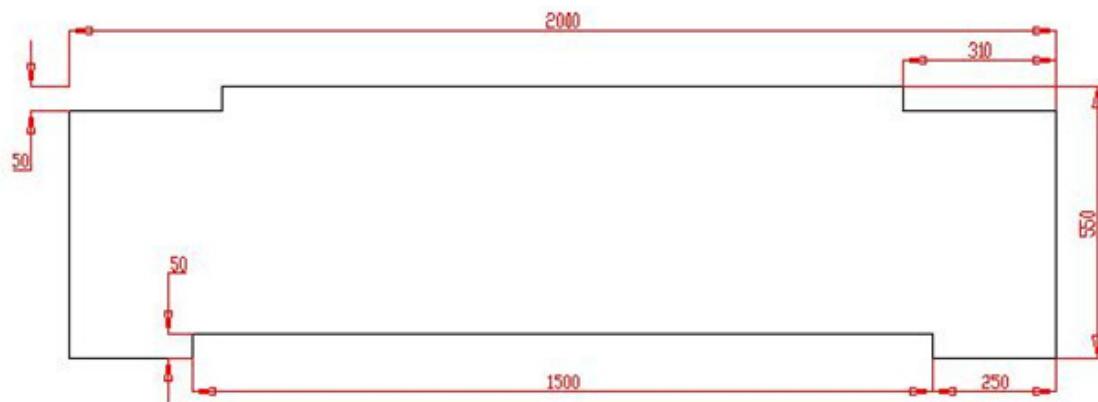


Figura A4.7 – Chapa divisória interna com cotas em milímetros.

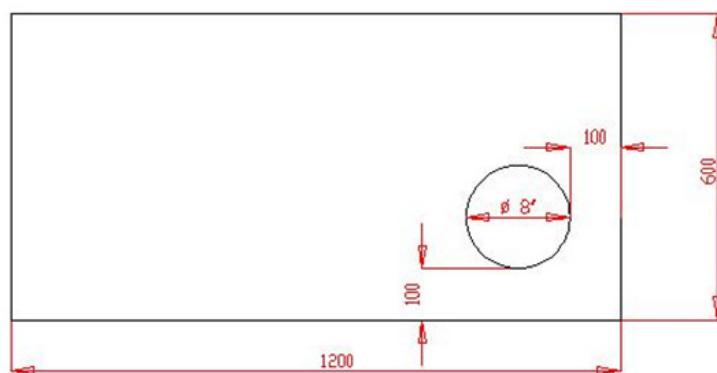


Figura A4.8 – Chapa de vedação de extremidade do duto com corte para instalação de fonte de ruído com cotas em milímetros.



Figura A4.9 – Chapa de vedação de extremidade do duto com cotas em milímetros.

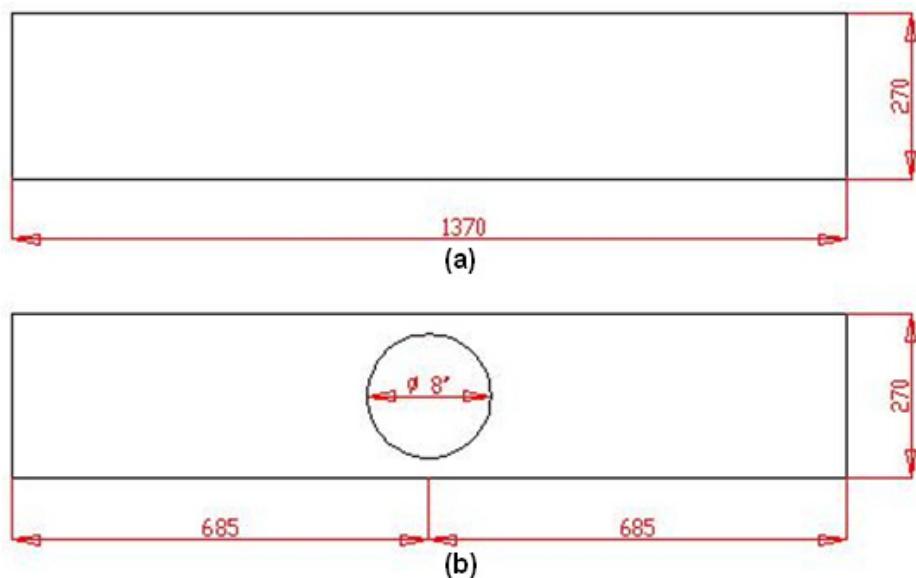


Figura A4.10 – Chapa de vedação para fonte de controle com (a) sem corte e (b) com corte para instalação de fonte de controle.

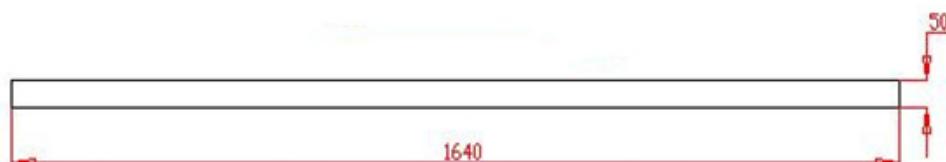


Figura A4.11 – Chapa de vedação de corte para microfone.