

Universidade de Brasília - UnB
Faculdade UnB Gama - FGA
Engenharia Eletrônica

Implementação de estratégias de controle para atenuação de ruído em dutos acústicos

Autor: Gilvan Júnior Pereira Camargo
Orientador: Prof. Dr. Renato Vilela Lopes

Brasília, DF
2019



Gilvan Júnior Pereira Camargo

Implementação de estratégias de controle para atenuação de ruído em dutos acústicos

Monografia submetida ao curso de graduação em (Engenharia Eletrônica) da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em (Engenharia Eletrônica).

Universidade de Brasília - UnB

Faculdade UnB Gama - FGA

Orientador: Prof. Dr. Renato Vilela Lopes

Brasília, DF

2019

Gilvan Júnior Pereira Camargo

Implementação de estratégias de controle para atenuação de ruído em dutos acústicos/ Gilvan Júnior Pereira Camargo. – Brasília, DF, 2019-

74 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Renato Vilela Lopes

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de Brasília - UnB
Faculdade UnB Gama - FGA , 2019.

1. Controle Ativo de Ruído. 2. Least Mean Square. 3. Identificação de Sistemas. 4. DSP. 5. Duto Acústico. I. Prof. Dr. Renato Vilela Lopes. II. Universidade de Brasília. III. Faculdade UnB Gama. IV. Implementação de estratégias de controle para atenuação de ruído em dutos acústicos

CDU 02:141:005.6

Gilvan Júnior Pereira Camargo

Implementação de estratégias de controle para atenuação de ruído em dutos acústicos

Monografia submetida ao curso de graduação em (Engenharia Eletrônica) da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em (Engenharia Eletrônica).

Trabalho aprovado. Brasília, DF, 11 de julho de 2019:

Prof. Dr. Renato Vilela Lopes
Orientador

Prof. Dr. Leonardo Aguayo
Convidado 1

**Prof. Dr. André Murilo de Almeida
Pinto**
Convidado 2

Brasília, DF
2019

Este trabalho é dedicado ao laboratório LabNVH, onde foi realizado.

Agradecimentos

Por mais curto que seja este texto, devido ao tempo disponível para entrega deste trabalho, eu agradeço a Deus que foi fiel em cada momento de empenho na realização deste projeto.

Agradeço ao prof. Renato que me deu inúmeras oportunidades de aprendizado nas orientações em laboratório, bem como os demais professores e amigos envolvidos, em especial ao amigo Daniel Carvalho que apoiou não só este projeto, mas como diversos outros ao longo da graduação.

Minha família e minha noiva foram essenciais em cada instante de solidariedade e incentivo à mim nos momentos difíceis, eu os amo muito.

Agradeço às orações dos amigos e dos irmãos pela minha vida e pela minha carreira. Seja a última frase deste texto, a primeira de um grande começo: Jesus é o caminho, a verdade e a vida.

*"Pois estou convencido de que nem morte nem vida,
nem anjos nem demônios, nem o presente nem o fu-
turo, nem quaisquer poderes, nem altura nem profun-
didade, nem qualquer outra coisa na criação será ca-
paz de nos separar do amor de Deus que está em
Cristo Jesus, nosso Senhor.
(Bíblia Sagrada, Romanos 8, 38-39)*

Resumo

O ruído é um som indesejável que precisa ser reduzido. Dentre as técnicas de redução, está o Controle Ativo de Ruído (CAR). Este trabalho faz um breve apanhado sobre os conhecimentos necessários acerca do tema, como: acústica, processamento de sinais e controle, mas com foco na implementação de estratégias para atenuação de ruído em duto acústico, bem como as particularidades da construção do duto e do desenvolvimento com o DSP TMS320C6713. Os algoritmos de CAR implementados são o *Least Mean Square* (LMS), o *Filtered-x LMS* (FxLMS) com remoção do efeito de realimentação acústica que há no duto, a metodologia se dá através de simulações em Simulink e experimentos em bancada de testes. A análise de resultado é feita em Volts e a comparação entre os níveis de atenuação dos dois controladores em decibéis, chegando a mais de 100 dB de atenuação no FxLMS. São abordados os caminhos acústicos do duto e realizados os modelos de cada um, utilizando a excitação por ruído branco *Amplitude White Gaussian Noise* (AWGN), juntamente com a função *ident* do Matlab, para geração de modelos que chegam a mais de 90% de semelhança na fase de validação.

Palavras-chaves: Controle Ativo de Ruído. LMS. FxLMS. Identificação de sistemas.

Abstract

Noise is an undesirable sound that needs to be reduced. Among the reduction techniques is the Active Noise Control (ANC). This work makes a brief survey about the necessary knowledge about the subject, such as: acoustics, signal processing, but focusing on the implementation of strategies for noise attenuation in duct tape, as well as the particularities of duct construction and development as DSP TMS320C6713 . The implemented ANC algorithms are the Least Mean Square (LMS), the Filtered-x LMS (FxLMS) with removal of the effect of acoustic feedback that is in the duct, the methodology is given through simulations in Simulink and experiments in test stand. The result analysis is done in Volts and the comparison between the levels of attenuation of the two controllers in decibels, reaching more than 100 dB of attenuation in the FxLMS. The acoustical paths of the duct and the cadaum models are studied, using White Noise Amplitude White Gaussian Noise (AWGN), along with the Matlab function, to generate models that reach more than 90% similarity in the validation phase .

Key-words: Active Noise Control. LMS. FxLMS. Systems Identification.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Variação da Pressão Ambiente em função do tempo.	27
Figura 2 – Propagação de ondas planas.	28
Figura 3 – Sinal de pressão periódico com e sem média de amenização de ruído. Fonte: Vér e Beranek (2008) adaptado.	31
Figura 4 – Filtro Digital com entrada $f(n)$ e saída $g(n)$. Fonte: Vér e Beranek (2008)	33
Figura 5 – Implementação dos filtros. Fonte: Vér e Beranek (2008)	33
Figura 6 – Interferência destrutiva de sinais opostos.	34
Figura 7 – Elementos de um sistema CAR e seus caminhos de propagação. Fonte: Akhtar M. T.; Abe (2007) adaptado.	35
Figura 8 – Diagrama de CAR simplificado. Fonte: Kuo e Morgan (1999) adaptado.	36
Figura 9 – Diagrama de bloco de CAR usando o algoritmo FxLMS. Fonte: Kuo e Morgan (1999) adaptado.	39
Figura 10 – Diagrama de bloco de CAR considerando o caminho de realimentação $F(z)$	41
Figura 11 – Diagrama de bloco de CAR removendo o efeito do caminho de reali- mentação $F(z)$ e controle FxLMS.	41
Figura 12 – Ilustração da instrumentação no duto.	43
Figura 13 – Circuito “Condicionador de sinais” para polarização do microfone de eletreto	44
Figura 14 – Ganho e fase do canal 3 do filtro.	45
Figura 15 – Diagrama de blocos da bancada com o duto acústico.	46
Figura 16 – Bancada experimental com duto. A) Filtros analógicos; B) e C) Pré- amplificadores; D) Condicionador de microfones; E) Amplificador de Potência.	46
Figura 17 – Acoplamento de vedação de alto falantes. (a) e (b) - Instalação do alto falante de controle no duto. (c) - Vista explodida do acoplamento. . . .	47
Figura 18 – Diagrama de blocos simplificado de operação computacional do sistema.	49
Figura 19 – Sinal de ruído para excitação do duto com dados de entrada e saída divididos em amostras para identificação de validação, 30 segundos cada.	50
Figura 20 – Posição de ajuste de ganho utilizado nos experimentos.	51
Figura 21 – Diagrama de blocos para a identificação do modelo do caminho secun- dário.	51
Figura 22 – Diagrama de blocos para identificação e validação dos modelos acústicos	53
Figura 23 – Diagrama de blocos para a implementação dos controladores	53
Figura 24 – Diagrama de implementação do modelo do caminho de realimentação para atenuar seu efeito sobre o sensor de referência.	54

Figura 25 – Diagrama do sistema de teste da retirada do efeito do caminho de realimentação com 160 e 200 Hz.	55
Figura 26 – Diagrama de simulação no simulink para o FxLMS.	55
Figura 27 – Funções de transferência dos caminhos acústicos sobrepostas em escala linear.	58
Figura 28 – Funções de Transferência	59
Figura 29 – Funções de transferência dos modelos do caminho secundário com diferentes ordens.	60
Figura 30 – Validação do caminho Secundário com ruído AWG e com senoide de 200 Hz	61
Figura 31 – Coerência entre os sinais de entrada (microfone de referência) e saída (microfone de erro) do duto com excitação AWGN.	61
Figura 32 – Resultado da amenização do efeito do alto falante de controle sobre o microfone de referência no domínio do tempo (160 Hz).	62
Figura 33 – Resultado da amenização do efeito do alto falante de controle sobre o microfone de referência no domínio da frequência (160 Hz).	62
Figura 34 – Sobreposição acústica (a) e simulada (b) dos sinais senoidais de 160 Hz e 200 Hz.	63
Figura 35 – (a) Microfone de referência com e sem o efeito de realimentação em 160 Hz. (b) Microfone de referência após remoção do efeito de realimentação.	63
Figura 36 – Dinâmica dos controladores FxLMS em vermelho e LMS em azul sobre senoide de 250Hz	65
Figura 37 – Sinal de erro divergindo em 160 Hz com diferentes parâmetros no LMS.	65
Figura 38 – Sinais do FxLMS com excitação em 250Hz	66
Figura 39 – Sinais do sistema com FxLMS (simulação) em 250 Hz.	67
Figura 40 – DEP do sinal de erro $e(n)$ (simulação) do FxLMS em 250 Hz ($\mu = 5e - 06$ e $N = 40$).	67
Figura 41 – Densidade Espectral de Potência do sinal do microfone de erro antes e depois da atuação dos controladores	68

Lista de tabelas

Tabela 1 – Resultados da calibração para execução dos experimentos	57
Tabela 2 – Comparação entre modelos de diferentes ordens para cada caminho acústico.	58
Tabela 3 – Validação dos modelos de 70 polos/69 zeros com aquisições testadas no modelo em matlab (ARX) e com aquisição cujo filtro foi implementado com DSP com filtro IIR.	60
Tabela 4 – Faixas de Frequência no Controlador LMS	64
Tabela 5 – Comparação de atenuação dos controladores	64

Sumário

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	Objetivos	23
1.1.1	Objetivos Gerais	23
1.1.2	Objetivos Específicos	23
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	25
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	27
3.1	Acústica – O que é o som	27
3.1.1	Características do som	27
3.1.2	Nível de Pressão Sonora (NPS)	29
3.1.3	Sensores envolvidos em acústica	29
3.2	Processamento Digital de Sinais	29
3.2.1	Amostragem	30
3.2.1.1	Frequência de Amostragem	30
3.2.2	Quantização	30
3.2.3	Análise de Sinais	31
3.2.3.1	Média de um sinal periódico para amenizar ruído	31
3.2.3.2	Domínio da Frequência	31
3.2.4	Filtros Digitais	32
3.3	O que é Controle Ativo de Ruído (CAR)	34
3.3.1	Elementos do Controle Ativo de Ruído	34
3.4	Identificação de Sistemas	35
3.5	Algoritmos de Controle	36
3.5.1	Efeito do caminho secundário	39
3.5.2	Efeito do caminho de Realimentação	40
4	DESCRIÇÃO DO SISTEMA	43
4.1	Construção do Duto	43
4.1.1	Especificação de Componentes	44
4.1.1.1	Microfones	44
4.1.1.2	Pré-amplificadores	45
4.1.1.3	Filtro Anti-aliasing e de Reconstrução	45
4.1.1.4	Sistema de alto falantes	46
4.2	Aplicação no DSP	47
4.2.1	Adequação da Frequência de Amostragem	48

5	METODOLOGIA	49
5.1	Calibração do sistema	50
5.2	Identificação do Sistemas	51
5.3	Controladores	52
5.4	Caminho de Realimentação	54
5.4.1	Simulações	55
6	RESULTADOS	57
6.1	Calibração da Bancada de Testes	57
6.2	Identificação do Sistema	58
6.3	Caminho de Realimentação	62
6.4	Controladores	64
7	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	69
	REFERÊNCIAS	71

1 Introdução

O ruído acústico é um som indesejado, que, dentre as diversas fontes de geração, pode ser proveniente do tráfego de veículos automotivos, canteiros de obras e sistemas de refrigeração. Desse modo, percebe-se que o ruído pode estar presente em locais comuns do dia-a-dia, como nas proximidades de rodovias, no interior de salas e escritórios e em regiões residenciais e esses locais podem ser desconfortáveis se o Nível de Pressão Sonora (NPS) for superior ao estabelecido pela NBR 10152 (ABNT, 1987). Além do desconforto, o ruído pode causar danos à saúde e prejuízos financeiros.

A exposição ao ruído por longos períodos, sobretudo quando há alto nível de pressão sonora, pode causar diversos problemas à saúde, como por exemplo a Perda da Audição Induzida por Ruído (PAIR) (RÉGIS; CRISPIM; FERREIRA, 2014). Sendo que os impactos na saúde de um indivíduo podem ser diversos, além da audição, neste contexto, Chang et al. (2012) constataram que indivíduos expostos por longos tempos ao ruído ocupacional com nível de pressão sonora maiores ou igual a 85 dB (A) possuem mais risco de desenvolver hipertensão, isso porquê altos níveis de pressão podem ocasionar o aumento da pressão sanguínea. Além disso, a exposição ao ruído pode causar stress, desconcentração, isolamento social e baixo autoestima. E a exposição ocupacional ao ruído é um fator de risco a acidentes do trabalho (DIAS; CORDEIRO; GONÇALVES, 2006).

As resoluções sobre poluição sonora e ruído estão em diversas esferas nacionais como nas resoluções do CONTRAM nº 204/2006 e do CONAMA nº 1/1990 que visam ambientes mais salubres e convenientes. As normas regulamentadoras NR15 (NR, 2015a) e NR17 (NR, 2015b) estipulam limites máximos de ruído que são acolhidos pelas leis brasileiras sobre o controle da poluição sonora, como no caso do Distrito Federal, a lei nº 4.092/2008, conhecida como lei do silêncio, a qual determina que pessoas ou empresas que infringirem as normas são sujeitas à multas e outras penalidades como interdição parcial ou total do local causador de ruído.

Portanto, a pessoa física ou jurídica que infringe os limites de emissão de ruído está sujeita à prejuízos financeiros, pela aplicação de multas dos órgãos fiscalizadores. As atividades comerciais também podem ser afetadas pelo desconforto causado pela presença excessiva de ruído, que se torna um incômodo para os clientes do local. Além do que, a produtividade das atividades que exigem alto grau de concentração é reduzida de forma considerável com a presença de ruído (WICTOR; BAZZANELLA, 2012).

Para atingir os níveis admissíveis de ruído e obter ambientes acusticamente confortáveis e mais salubres, a engenharia de controle de ruído se faz necessária com desenvolvimento de técnicas e metodologias que se adaptem e acompanhem a evolução da tecnologia

e crescimento da demanda atual, explorando maneiras para que a energia do ruído não seja transmitida para o receptor. Existem duas abordagens para o controle ruído: a forma passiva e a forma ativa que utilizam diferentes dispositivos para a atenuação do NPS, além de se diferenciarem nos valores de custo de instalação e na faixa de frequências do ruído do sistema.

O Controle Passivo de Ruído (CPR) pode ser construído com silenciadores dissipativos ou reativos (VÉR; BERANEK, 2008), o modo dissipativo consiste na construção de barreiras acústicas dos mais diversos tipos com aplicação no meio urbano ou industrial, no caso da aplicação em dutos de ventilação, são feitos revestimentos de materiais de boa absorção sonora, para dissipar a energia acústica em calor (CAVALHEIRO, 2015). Da maneira reativa, o CPR utiliza alterações na estrutura física do aparado para modificar sua impedância acústica de modo que o som retorne para a fonte emissora (GERGES, 2000). O controle passivo é indicado quando a fonte de ruído produz em uma ampla faixa de frequência (SILVA, 2016), em especial, o tipo reativo atua sobre frequências específicas, mas o CPR, em geral, é mais utilizado nos casos de amplas e elevadas faixas de frequência, pois nas frequências abaixo de 600 Hz as barreiras necessárias se tornam mais volumosas e, conseqüentemente, de maior custo de instalação.

A técnica de controle ativo de ruído (CAR) observa as características básicas do som como a intensidade e a frequência e cria um sinal de controle com as mesmas características, mas com fase oposta de 180° a fim de anular o ruído. A primeira patente realizada no assunto de CAR foi por Lueg (1936), percebendo que a propagação elétrica de um sinal se antecipa à propagação sonora, ele observou que poderia captar um campo sonoro em um tubo com microfone e aplicá-lo mais à frente no tubo com um alto falante e, desta de forma, atenuar o campo sonoro existente.

Diversos produtos utilizam a tecnologia de CAR, como os fones de ouvido, que são conhecidos como canceladores de ruído ou ambientadores acústicos que emitem sons adaptativos ao ambiente. Outros produtos são objeto de pesquisa industriais (KAJIKAWA; GAN; KUO, 2012) como um sistema para inibição do ronco noturno, controladores sonoros para incubadoras infantis e para o interior de cabines de veículos automotivos (JIANG JI GUANG; ZENG, 2015).

Desta forma, as técnicas de CAR podem ser utilizadas para reduzir ruídos de baixa frequência típicos da sociedade moderna, como ventiladores e exatores de grandes indústrias. É dentro deste contexto que este trabalho de conclusão de curso tem como objetivo a implementação experimental de um sistema de controle ativo de ruído em dutos, uma vez que este é o elemento principal de um sistema de exaustão industrial. Importante ressaltar que este estudo pode ser igualmente aplicado aos sistemas de exaustão de ar-condicionado residencial, entre outros sistemas de transporte de fluxo e ruído que utilizam dutos. Para isto propõem-se a construção de uma bancada experimental de modo

que a técnica do CAR possa ser implementada, testada e utilizada para diversos temas específicos de estudo nesta linha.

A técnica de CAR utiliza controladores para produzir um sinal que cancele o ruído do sistema, para o controle ótimo, é realizada uma otimização para obter um melhor resultado, de acordo com as medidas dos sensores do sistema. Dentre as leis de controle, está o algoritmo *Least Mean Square* (LMS) que é composto de um filtro adaptativo que implementa a função de custo sobre o ruído, sua aplicação possui diversas variações que apresentam melhor desempenho na zona de silêncio do duto como o *Filtered x* LMS, ou, simplesmente, FxLMS, que utiliza um modelo analítico auxiliar para filtrar os efeitos físicos de uma seção do duto sobre o sinal de controle. Ainda há outras variações, como o método recursivo (RLMS) ou normalizado (NLMS). Diversas tipologias de aplicações com mais filtros em sua composição são revisadas e comparadas na literatura (DEB; KAR; CHANDRA, 2014b).

Os controladores LMS e FxLMS serão estudados e comparados ao longo deste trabalho, tendo em vista resultados experimentais com um processador digital de sinais (DSP) e um duto sobre bancada laboratorial de testes que conta com o auxílio de componentes eletrônicos e conceitos de sinais e sistemas para atenuar ruído, tendo em vista apenas a propagação de ondas planas em um tubo que simula um duto de ventilação.

1.1 Objetivos

1.1.1 Objetivos Gerais

- Implementar técnicas de controle ativo de ruído na configuração *feedforward* em um duto.

1.1.2 Objetivos Específicos

1. Descrever a implementação da bancada de testes;
2. Desenvolvimento das interfaces de comunicação DSP e sensores do duto;
3. Identificação dos modelos matemáticos de todos os caminhos acústicos do duto;
4. Estudar e implementar os algoritmos adaptativos Least Mean Squares (LMS) e FXLMS;
5. Apresentar resultados experimentais comparativos dos controladores LMS e FxLMS.

2 Revisão Bibliográfica

A dissertação de [Delfino \(2005\)](#) explora algoritmos de CAR e identificação de sistemas em diversas variações, incluindo sistemas *feedforward* de banda larga e estreita, maneiras de identificação *online* e *offline*, com ênfase em identificações *offline*. Também é estudada a propagação sonora em dutos retilíneos.

A referência ([KWON et al., 2016](#)) trouxe detalhes sobre o ruído na construção civil, bem como as estratégias das fases de controle do ruído desde o planejamento, abordando simulações, até a implementação, apresentando os resultados de atenuação, observando maiores emissores de ruído nos canteiros de obra como serras circulares, betoneiras e principalmente bate-estacas.

O FxLMS é utilizado em ([GUPTA; YANDAMURI; KUO, 2006](#)) para realizar o controle ativo de vibrações em uma estrutura metálica, com medições a partir de acelerômetros.

Outros trabalhos com método experimental de pesquisa trazem diversas análises como o de [Oliveira \(2012\)](#) que utilizou um duto de longa seção transversal, investigando o controle ativo mono-canal com o auxílio da placa de processamento digital de sinais (DSP) TMS320C6713. Também a tese de doutorado do [Nuñez \(2005\)](#) que além de desenvolver os modelos matemáticos dos componentes do sistema, validou os resultados analíticos experimentalmente com aplicações de mono e multi-canal.

São observadas diversas instabilidades na implementação do FxLMS em ([GARCIA; PATINO; QUINTANA, 2015](#)), quando o algoritmo adaptativo de referência filtrada é simplesmente testado com o DSP TMS320C6713 com um sensor de erro e um atuador em um ambiente aberto que não caracteriza propagação de ondas sonoras planas.

São observadas boas práticas na construção de um sistema experimental de CAR. O desenvolvimento em ([CHAN; HUANG; LAM, 2013](#)) indica que quanto mais massa de ar o alto falante secundário de controle de ruído puder movimentar, maior é a atenuação. Em ([LIMA; VIEIRA; OLIVEIRA, 2016](#)) é ressaltada a boa performance de microfones de eletreto, semelhantemente aos de alto custo “PCB PIEZOTRONICS - 130E22”, “BRÜEL & KJÆR - 4957”, tendo em vista seu baixo custo.

Na tese de doutorado [Maciel \(2014\)](#) propõe a aplicação de CAR em venezianas acústicas, o que mostra a abrangência desta técnica para climatização e adequação acústica de edifícios.

[Kim, Kim e Lee \(2013\)](#) realizaram os testes de controle ativo sobre um curto duto de 1 metro de comprimento, utilizando sensor de referência não acústico com arquitetura

feedforward e ainda ensaiou a arquitetura *feedback* para analisar o desempenho dos dois modos, utilizando seu sistema em uma câmara anecoica.

Algumas implementações de CAR tem o posicionamento do sensor de erro restrito, assim como acontece em (KUO; KUO; GAN, 2010) na aplicação sobre o leito de uma cama para sossegar o ronco durante o sono. A implantação de uma zona de silêncio além da posição do microfone de erro é vista na tese de doutorado de Garcia-Bonito (1997). Badan (2015) utiliza Redes Neurais para implementar o CAR em ambiente com propriedades acústicas variantes com re-posicionamento de objetos e abertura de porta.

3 Fundamentação Teórica

3.1 Acústica – O que é o som

O som é uma onda mecânica que causa variações na pressão ambiente, que podem ser percebidas se estiverem na faixa de frequências audíveis, de 20 Hz a 20 kHz . A origem do som se dá em uma fonte vibrante que ao vibrar altera a disposição do volume do fluido, transferindo energia a ele, que propaga as ondas mecânicas de alteração de volume pelo espaço, causando uma variação de pressão devido à onda oscilatória. A fundamentação de ondas sonoras é explicada por [Jacobsen e Juhl \(2013\)](#) que citam sobre a variação entre a pressão ambiente e a instantânea, se a intensidade desta variação superar o limiar de audibilidade humano, pode ser percebida como som ([COSTA, 2008](#)).

3.1.1 Características do som

Baseando-se no sinal periódico que é mostrado na Fig. (1), são observadas algumas características básicas que aplicam-se ao fenômeno ondulatório, tais como amplitude e frequência.

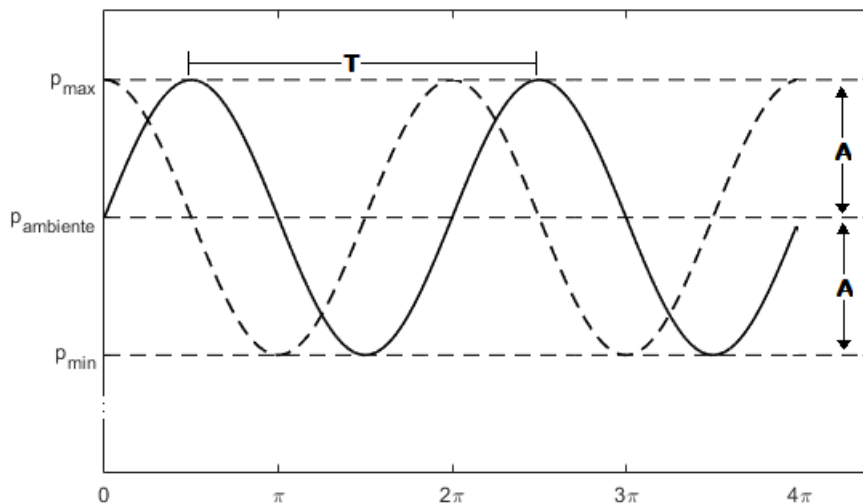


Figura 1 – Variação da Pressão Ambiente em função do tempo.

A amplitude é dada pela variação dos níveis de pressão $A = P_{max} - P_{ambiente} = P_{ambiente} - P_{min}$ e define-se o período T sendo o intervalo de tempo necessário para um ciclo completo da onda em segundo e a frequência como o inverso do período $f = \frac{1}{T}$ em Hertz, que quantifica o número de ciclos por segundo. Altas frequências são percebidas como sons mais agudos e as baixas frequências, como mais graves. A frequência angular ω usando o fator 2π sobre a frequência linear f .

Os sinais em geral podem ter um atraso ou adiantamento temporal, este parâmetro é chamado de fase e denotado por ϕ , esta situação é exemplificada na Fig. (1) que mostra o sinal senoidal pontilhado adiantado $\pi/2$ do sinal contínuo.

O comprimento de onda depende da velocidade de propagação do meio, sendo definido como a distância necessária em metros para que se propague um ciclo completo. A velocidade de propagação no ar varia com a temperatura, à uma temperatura de 20°C a velocidade do som é $v = 343 \text{ m/s}$.

O comprimento de onda λ também varia com a frequência, sendo inversamente proporcional $\lambda = \frac{v}{f}$. O número de onda k indica quantos comprimentos de onda λ cabem em 1 metro, sendo definido por $k = \frac{\omega}{v}$.

Se é medido um sinal de tom puro como o mostrado na Fig. (1) na mesma posição espacial, verifica-se seu comportamento senoidal e da mesma forma, se o sinal de tom puro é medido no mesmo instante de tempo, verifica-se seu comportamento senoidal no espaço (JACOBSEN; JUHL, 2013). Os parâmetros estudados permitem detalhar o comportamento temporal e espacial da onda, uma onda plana é dada pela Eq. (3.1).

$$p(x, t) = A \sin(\omega t + kx + \phi). \quad (3.1)$$

A solução da equação de onda desenvolvida por Munjal (1987) para um tubo cilíndrico indica que a primeira propagação de alta ordem se dá quando o produto entre o número de onda e o raio do tubo é igual a 1,84, ou seja, $kr = 1,84$. Colocando o número de onda em função do comprimento de onda λ e relacionando com a frequência, toma-se a frequência de corte do tubo as quais caracterizam propagação de ondas planas. A frequência de corte é dada pela Eq. (3.2).

$$f_c = \frac{1,84}{\pi D} \times v, \quad (3.2)$$

onde v é a velocidade do som e D é o diâmetro do tubo. A Fig. (2) ilustra este tipo de propagação com frentes de ondas planas com amplitude constante e faces paralelas à direção de propagação (KINSLER et al., 1999).

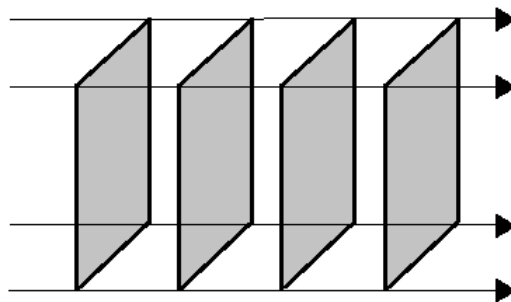


Figura 2 – Propagação de ondas planas.

3.1.2 Nível de Pressão Sonora (NPS)

O nível de pressão sonora NPS leva em consideração o valor eficaz de pressão medida em Pascal p_{rms} e tem como referência o limiar de audibilidade humano que é $p_{ref} = 20 \mu Pa$, a medida é analisada em decibéis por conveniência e em observação a função logarítmica na Eq.3.3, níveis de pressão sonora acima de 0 dB são perceptíveis ao ouvido humano. Vale ressaltar que este tipo de análise no domínio do tempo não será feita neste trabalho, pois é feita análise semelhante no domínio da frequência. O NPS é definido pela NBR 10152 (ABNT, 1987) como:

$$NPS = 10 \log \frac{p_{rms}^2}{p_{ref}^2} = 20 \log \frac{p_{rms}}{p_{ref}}. \quad (3.3)$$

3.1.3 Sensores envolvidos em acústica

Como a onda sonora é promovida por vibrações, os sensores podem ser do tipo estrutural acoplados a fonte emissora ou ao receptor, a fim de detectar características da vibração. Sensores envolvidos na medição estrutural geralmente são acelerômetros, tacômetros ou tipologias que baseiam-se em materiais piezoelétricos que respondem com sinais elétricos os estímulos de pressão e vice-versa (MACIEL, 2014).

Nas medições do tipo acústico, a variação de interesse está na pressão, portando, o componente básico para medidas é um sensor de pressão sonora (BISTAFA, 2006). Existem diferentes tipos de microfones capacitivos como os de eletreto e os condensadores, em geral, todos possuem um diafragma que converte a pressão sonora em sinais elétricos, contudo há características que são diferentes entre os tipos de microfones, devido ao material de sua construção, por exemplo a faixa de frequências em que o microfone é capaz de fazer leitura, a *sensibilidade* que é a relação entre o nível elétrico de saída do microfone e a pressão sonora incidente e a *diretividade* que indica a sensibilidade do microfone em função da direção (OLIVEIRA, 2010).

3.2 Processamento Digital de Sinais

Quando o estímulo de uma onda acústica está sobre um sensor, ele responde com um sinal em domínio contínuo, referente ao estímulo sofrido. No entanto, este sinal precisa ser amostrado e quantizado para o tratamento digital, tais passos são citados nesta seção juntamente com conceitos de processamento digital de sinais de acordo com Diniz, Silva e Netto (2010).

3.2.1 Amostragem

O processo de amostragem registra a amplitude do sinal em certos instantes de tempo, de forma que o sinal amostrado fica em domínio discreto, na forma,

$$x(t_n) = \sum_{t=-\infty}^{\infty} x(t)\delta(t_n - t). \quad (3.4)$$

A função impulso auxilia matematicamente no processo de amostragem, pois, é capaz de selecionar instantes de tempo de interesse, de acordo com sua propriedade de ter valor 1 em somente um instante, conforme a Eq. 3.5.

$$\delta(t_n - t) = \begin{cases} 1 & \text{se } t_n = t \\ 0 & \text{se } t_n \neq t \end{cases} \quad (3.5)$$

3.2.1.1 Frequência de Amostragem

A taxa com que o sinal é amostrado é chamada de frequência de amostragem e que é denominada f_s que, segundo o teorema da amostragem de Nyquist–Shannon, precisa ser pelo menos duas vezes maior do que a frequência máxima associada f_{max} para que ele possa ser totalmente recuperado a partir das amostras, por isso é necessário que o sinal seja limitado em banda, caso contrário ocorre o fenômeno de *aliasing* ou falseamento que é uma sobreposição espectral que degrada a informação do sinal.

$$f_s \geq 2 \times f_{max}. \quad (3.6)$$

3.2.2 Quantização

A quantização de um sinal aproxima seu valor de amplitude contínuo à um número inteiro. A quantidade de aproximações disponíveis diz respeito a resolução devido a quantidade de bits utilizados, por exemplo, com 16 bits, existem $2^{16} = 65536$ valores discretos que a quantização pode atribuir ao sinal amostrado. Como o valor medido na entrada do conversor analógico/digital (AD), em geral, não é mesmo atribuído pela quantização, existe uma métrica para este erro que é chamada relação sinal/ruído, em que sinal se refere ao sinal à entrada do conversor e ruído refere-se a diferença entre sinal e o valor registrado após a quantização.

Assim como o processo de conversão AD é necessário para levar medidas ao tratamento computacional, o processo Digital/Analógico (DA) é responsável pela escrita do sinal ao meio contínuo novamente, interpolando as amostras e produzindo um sinal que pode voltar ao meio acústico por meio de um atuador. Ambos processos podem ter características do sistema *sample-and-hold*, em que um valor é amostrado e mantido por um intervalo de tempo (DINIZ; SILVA; NETTO, 2010).

3.2.3 Análise de Sinais

Alguns conceitos de análise de sinais são brevemente expostos nesta seção, tais como a média de um sinal periódico para redução de ruído, a transformada de Fourier para análise no domínio da frequência e a correlação entre sinais.

3.2.3.1 Média de um sinal periódico para amenizar ruído

Tendo um sinal de medida de pressão $x(t) = p(t) + n(t)$, onde $n(t)$ representa um ruído aditivo de média zero e $p(t)$ é referente a pressão sonora causada por um ventilador de rotações periódicas. Sendo o sinal $x(t)$ uma amostra de 120 segundos, o sinal de interesse $p(t)$ pode ser melhor definido se a amostra original for dividida em 10 partes cada uma de 12 segundos para fazer a média dentre estas partes, conforme a Eq.3.7. A Fig. 3 a indica a redução do ruído $n(t)$ a partir da média realizada.

$$p(t) \approx \frac{1}{10} \sum_{i=1}^{10} x_i(t) \quad (3.7)$$

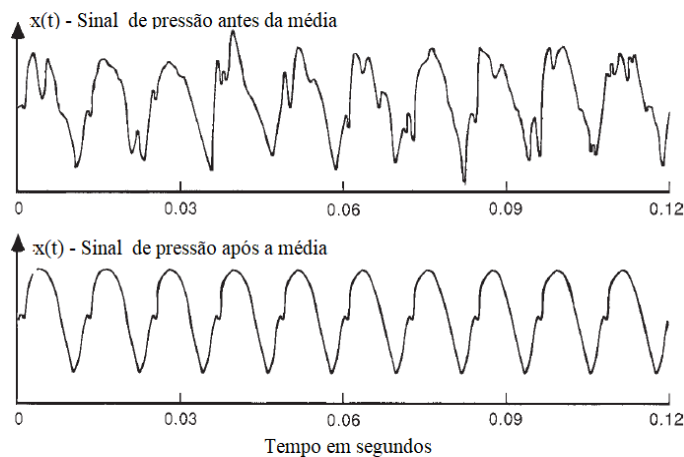


Figura 3 – Sinal de pressão periódico com e sem média de amenização de ruído. Fonte: Vér e Beranek (2008) adaptado.

3.2.3.2 Domínio da Frequência

É possível enfatizar informações dos sinais com representações transformadas. São feitas projeções do sinal sobre funções de base que usualmente são senoidais de várias frequências como na transformada de Fourier (DINIZ; SILVA; NETTO, 2010), visto que ao submeter um sinal senoidal à sistema Linear Invariante no Tempo (LIT), o sinal continua senoidal na saída do sistema.

A Transformada Discreta de Fourier (DFT) leva em consideração um sinal discreto e periódico tanto no domínio do tempo, quanto no da frequência, os coeficientes no domínio

da frequência são obtidos da seguinte forma:

$$X(f_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(t_n) e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} \quad (3.8)$$

A média quadrática de um sinal é proporcional a sua potência (VÉR; BERANEK, 2008). No domínio da frequência, a densidade potência pode ser analisada a função do autoespectro G_{xx} que é calculada digitalmente a partir das transformadas de Fourier de um sinal seccionado por intervalos de duração T . De modo que o autoespectro é dado pela média quadrática de q termos da amplitude do sinal no domínio da frequência:

$$G_{xx} = \frac{2}{qT} \sum_{i=1}^q |X_i(f)|^2 \quad (3.9)$$

A análise de sistemas em acústica pode ser feita pela dependência linear entre as medidas de microfones posicionados em diferentes posições do sistema, esta análise de correlação cruzada G_{xy} estima as frequências naturais do sistema (OLIVEIRA, 2012), sendo definida pela média da produto dos sinais complexos no domínio da frequência.

$$G_{xy} = \frac{2}{qT} \sum_{i=1}^q \bar{X}_i(f) Y_i(f) \quad (3.10)$$

3.2.4 Filtros Digitais

Os controladores que serão apresentados na seção 3.5 deste capítulo, de fundamentação teórica, implementam suas funções de custo através da aplicação de filtros adaptativos. Esta seção traz uma breve introdução sobre filtros de Resposta Finita ao Impulso (FIR) e filtros de Resposta Infinita ao Impulso (IIR). Tendo em vista que além dos controladores, o modelo de identificação do sistema a desenvolvido na subseção 6.2 é implementado com um filtro IIR.

As características de um filtro FIR são ganho e fase, estes parâmetros são observados na resposta do filtro ao impulso. A banda passante indica as faixas de frequências que são mantidas ou canceladas de um sinal $x(f)$ que é submetido ao filtro, a transição de uma faixa de frequência passante para uma de rejeição é chamada de banda transição, as transições mais bruscas causam maiores *ripples*. Existem alguns tipos de janela que são comumente usadas como a “Retangular”, de “Hamming”, de “Hanning”, entre outras (DINIZ; SILVA; NETTO, 2010).

Uma grande diferença entre o filtro FIR e o IIR é a distorção da fase, por ter a função de transferência composta apenas de zeros, o filtro FIR possui fase linear, já o IIR possui zeros e polos em sua resposta ao impulso, que causa distorção de fase no sinal. No entanto, a aplicação com IIR incorre de filtros de menor ordem em comparação às aplicações com FIR, por isso é amplamente utilizado em aplicações de tempo real

(DINIZ; SILVA; NETTO, 2010). Diferentemente do filtro FIR, o filtro IIR não só observa somente o sinal de entrada, ele observa também as saídas anteriores, o que pode levá-lo a instabilidade.

Um filtro digital é representado pelo bloco W na figura 4, sendo $f(n)$ e $g(n)$ sua entrada e saída respectivamente. A saída deste filtro é dada por uma combinação dos coeficientes do filtro a_i e b_k , conforme a Eq. 3.11. A Fig. 5 representa a aplicação das duas tipologias de filtros, FIR e IIR, em diagrama de blocos, esclarecendo o atrasadores i e k .

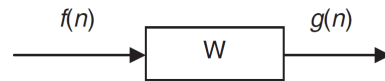
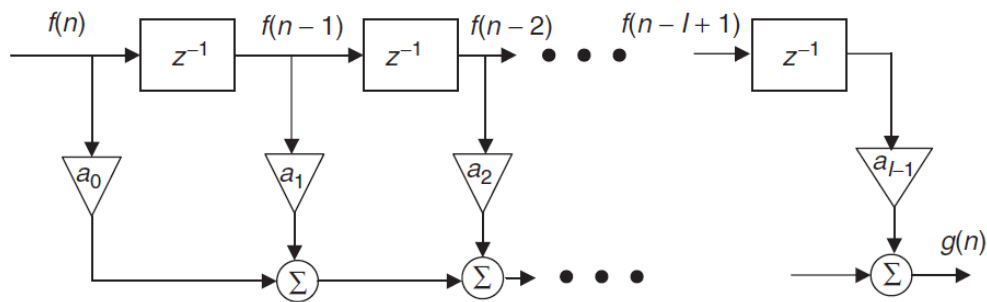
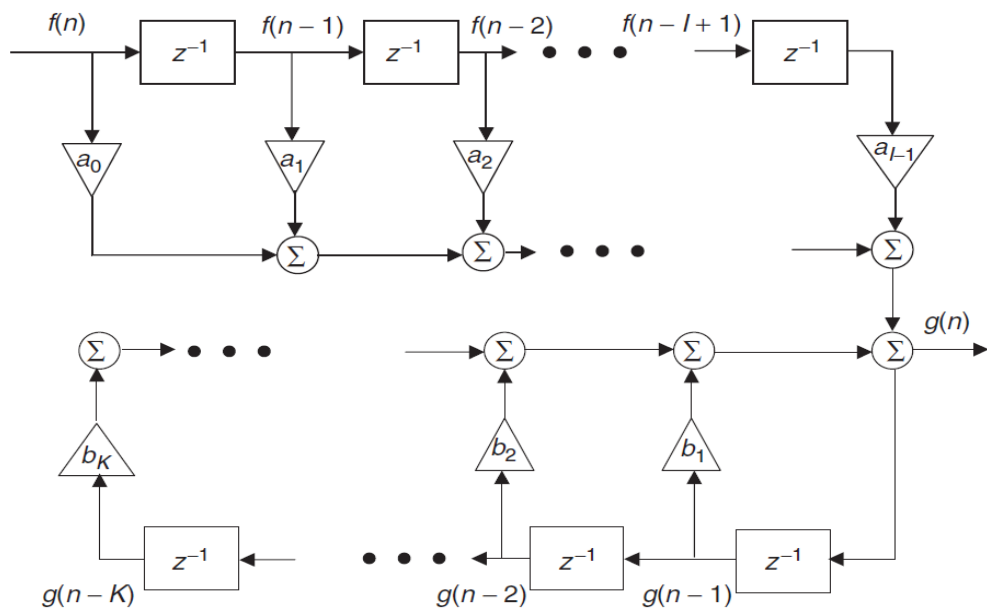


Figura 4 – Filtro Digital com entrada $f(n)$ e saída $g(n)$. Fonte: Vér e Beranek (2008)



(a) Filtro FIR com buffer de I amostras de entrada



(b) Filtro IIR com buffer de I amostras de entrada e K amostras de saída

Figura 5 – Implementação dos filtros. Fonte: Vér e Beranek (2008)

$$g(n) = \sum_{i=0}^{I-1} a_i f(n-i) + \sum_{k=1}^K b_k g(n-k) \quad (3.11)$$

3.3 O que é Controle Ativo de Ruído (CAR)

De acordo com Kuo e Morgan (1996), o controle ativo de ruído é uma técnica que visa atenuar ruído acústico, inserindo um campo sonoro de mesma amplitude e fase invertida. Tendo em vista que o campo sonoro a ser inserido é gerado eletronicamente com base em controladores. Se os campos sonoros são exatamente opostos e se sobrepõem, há uma interferência destrutiva entre eles, resultando em um campo sonoro nulo, como exemplificado na Fig. 6.

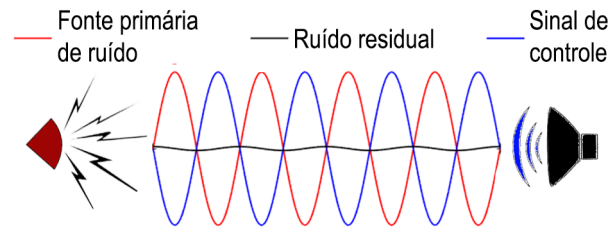


Figura 6 – Interferência destrutiva de sinais opostos.

No caso da aplicação para ondas planas em um duto, pode-se considerar o controle ativo mono-canal nas configurações *feedforward* que utiliza sensor de referência para ter conhecimento do ruído e sensor de erro para adaptação do controlador ou a configuração *feedback* que utiliza somente o sensor de erro para as duas funções (PATHAK, 2012).

3.3.1 Elementos do Controle Ativo de Ruído

São ilustrados na Fig. 7 os componentes que compõe o CAR que são um sensor de referência, um controlador, um alto falante e um microfone de erro com as seguintes funções:

- **Sensor de referência:** Este faz a leitura do ruído com um sensor acústico, como um microfone, no caso de uma aplicação de banda larga ou com um sensor não acústico, como um acelerômetro, para a aplicação em banda estreita.
- **Controlador:** Este componente gera o sinal de cancelamento de ruído com base as medidas do sensor de referência e do microfone de erro para e aplica o sinal no alto falante de controle.
- **Alto Falante de Controle:** É o atuador do sistema que gera um campo sonoro para cancelar o ruído com base no sinal processado pelo controlador.
- **Microfone de Erro:** Este é o sensor que mede o ruído residual e envia a medida ao controlador para aprimorar controle.

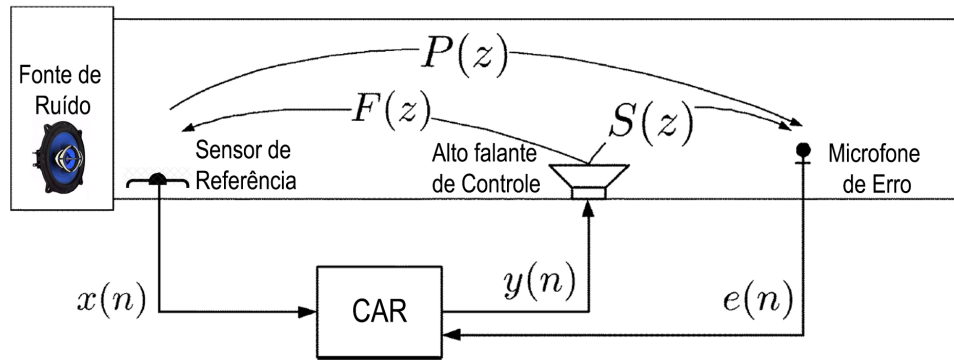


Figura 7 – Elementos de um sistema CAR e seus caminhos de propagação. Fonte: Akhtar M. T.; Abe (2007) adaptado.

A propagação do som no meio interno do duto se dá em diversas direções, por exemplo, um som inserido numa cavidade no meio de um tubo pode ecoar tanto para frente, quanto para trás. A ilustração na Fig. 7 mostra os principais caminhos de propagação com cores diferentes, indicando o início e fim de cada caminho, conforme a descrição abaixo:

- **Caminho primário:** É o caminho acústico que abrange maior parte do duto, sendo considerado deste o sensor de referência até o microfone de erro, está ilustrado na Fig. 7 como $P(z)$.
- **Caminho secundário:** É indicado por $S(z)$ na Fig. 7. Se trata do caminho acústico entre o alto falante de controle e o microfone de erro, neste trecho o campo sonoro de controle se sobrepõe ao ruído para neutralizá-lo.
- **Caminho de realimentação:** É o caminho acústico entre o alto falante de controle e o sensor de referência, seu trajeto é ilustrado por $F(z)$ na Fig. 7. Em especial, o efeito da realimentação, neste caso, se trata da propagação do som no sentido do microfone de referência.

3.4 Identificação de Sistemas

O caminho acústico de um alto falante até um microfone é considerado um sistema pelo qual o sinal acústico sofre alterações devido a dinâmica do caminho. Caso as ondas mecânicas emitidas pelas vibrações do alto falante fossem as mesmas captadas pelo microfone em amplitude e fase, então o sistema teria ganho unitário e fase zero. No entanto, isto somente é observado em situações ideais de ambientes de simulação, pois a escrita e leitura deveriam ser feitas instantaneamente, sem considerar nem ao menos atrasos de propagação do meio. Além disso, existe o atraso da conversão AD para visualização do sinal captado pelo microfone.

A identificação de um sistema é necessária para caracterizar sua dinâmica acústica de ganho e fase sobre cada frequência e assim obter um modelo matemático capaz de reproduzir a mesma dinâmica do sistema, de forma que se um sinal é aplicado no sistema original e no seu modelo gerado, os dois resultados são iguais.

Um sistema pode possuir uma dinâmica linear ou não, de acordo com seus componentes. Isto influencia no modelo matemático a ser desenvolvido para o sistema. O modelo pode ser definido de diversas maneiras, sobretudo com métodos online e offline de identificação. Uma forma de definir um modelo é com o método Auto Regressivo com entradas eXternas (ARX) que é um método discreto polinomial que têm que utiliza informações de entrada e saída do sistema, o software Matlab pode fazer o desenvolvimento deste modelo com a ferramenta *ident*, com base nos parâmetros (n_a, n_b, n_k) definidos pelo usuário, onde n_a é o número de polos, n_b o de zeros e n_k , o atraso.

O método online é constituído por um filtro adaptativo capaz de atualizar os seus coeficientes com variações temporais do sistema, se houverem. Algumas técnicas de identificação online como o método direto LMS, as propostas de Eriksson (ERIKSSON; ALLIE, 1989) e de Fan (FAN; VEMURI, 1990) são apresentadas pelo Delfino (2005) que indica que o ruído adicional para modelagem pode degradar a performance geral sistema.

3.5 Algoritmos de Controle

O algoritmo de controle *Least Mean Square* (LMS) foi primeiro apresentado por Widrow e Hoff (1960) e passou por diversas modificações ao logo dos anos (FARHANG-BOROUJENY, 1998). A Fig. 8 apresenta o diagrama simplificado de aplicação do controle ativo de ruído.

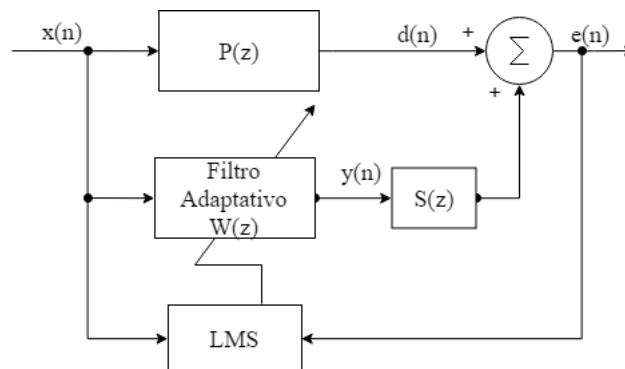


Figura 8 – Diagrama de CAR simplificado. Fonte: Kuo e Morgan (1999) adaptado.

O sinal de ruído é a referência do sistema, ele é representado no diagrama da Fig. 8 por $x(n)$, este mesmo sinal é utilizado pelos blocos LMS e $W(z)$ na atualização dos pesos dos filtros. Considerando a estrutura física do sistema, o bloco $P(z)$ representa o caminho primário que é quase toda a extensão do duto. Após a propagação do ruído por

este caminho, ele passa a ter nova amplitude e fase, de acordo com a dinâmica de $P(z)$, este novo sinal é denotado por $d(n)$ e o controlador é projetado para atenuar este sinal, criando o sinal $y(n)$ que tende a ter desfasamento de 180° com base no resultado da soma acústica destes sinais, denotada por $e(n)$ que é o sinal de erro.

Sendo \mathbf{x} e \mathbf{w} as notações vetoriais para entrada de referência e para o filtro adaptativo da forma:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} \quad \mathbf{w} = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

A saída do controlador pode ser calculada com a convolução do sinal de referência com o filtro adaptativo FIR de mesma ordem:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w(i)x(n-i) = \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) = \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w} \quad (3.13)$$

Conforme mostra a figura 8, o erro residual do controlador é dado pela soma acústica dos dois sinais.

$$e(n) = d(n) + y(n) = d(n) + \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w} \quad (3.14)$$

Considerando uma soma acústica sobre a formulação de [Haykin e Widrow \(2003\)](#), o quadrado do erro é dado por

$$e^2(n) = d^2(n) + 2d(n)\mathbf{x}^T \mathbf{w}(n) + \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}, \quad (3.15)$$

no qual o erro quadrático médio (MSE), ε , é obtido pela função de esperança matemática sobre o quadrado do erro, conforme a Eq.3.16.

$$\begin{aligned} \varepsilon &= E[e^2(n)] \\ &= E[d^2(n)] + 2E[d(n)\mathbf{u}^T(n)]\mathbf{w} + \mathbf{w}^T E[\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^T(n)]\mathbf{w} \\ &= E[d^2(n)] + 2\mathbf{p}^T \mathbf{w} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w}, \end{aligned} \quad (3.16)$$

onde \mathbf{p} é o vetor de correlação cruzada e \mathbf{R} é a matriz de auto-correlação ([FARHANG-BOROUJENY, 1998](#)) em notação vetorial.

Tendo em vista que o erro quadrático médio é uma função quadrática em relação à \mathbf{w} , é tomada a derivada direcional em busca do valor de mínimo da função “ $\nabla \varepsilon = 0$ ”, o resultado em notação matricial desta derivada é apresentado na Eq. 3.18 ([FARHANG-BOROUJENY, 1998](#)).

$$\nabla \varepsilon = 2\mathbf{R} \mathbf{w} - 2\mathbf{p} \quad \nabla \varepsilon \rightarrow 0 \quad (3.17)$$

$$\mathbf{R} \mathbf{w}_o = \mathbf{p} \quad (3.18)$$

Onde w_o refere-se a solução de Wiener-Hopf (FARHANG-BOROUJENY, 1998), assumindo que \mathbf{R} possui inversa, obtêm-se a correção para o valor mínimo de MSE.

$$w_o = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \quad (3.19)$$

$$\varepsilon_{min} = E[d^2(n)] - w_o^T \mathbf{R} w_o \quad (3.20)$$

$$\varepsilon_{min} = E[d^2(n)] - \mathbf{p}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}. \quad (3.21)$$

Considerando a filtragem de Wiener mencionada acima, a atualização do filtro é feita com a adição de um passo contrário a direção do gradiente do erro quadrático médio, ε , ou já considerando que o LMS é uma implementação estocástica do método *Steepest Descent*, é utilizado o erro quadrático médio estimado $\hat{\varepsilon} = e^2(n)$ da seguinte maneira (FARHANG-BOROUJENY, 1998).

$$\mathbf{w}(i+1) = \mathbf{w}(i) - \mu \nabla e^2(n) \quad (3.22)$$

Sendo μ o passo de adaptação e ∇ o operador gradiente definido por:

$$\nabla = \left[\frac{\partial}{\partial w_0} \quad \frac{\partial}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial}{\partial w_{N-1}} \right]^T \quad (3.23)$$

Nota-se o i -ésimo termo do vetor gradiente $\nabla e^2(n)$ e considerando a independência de $d(n)$ na Eq. 3.14 em relação a w_i .

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial w_i} \quad (3.24)$$

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = 2e(n) \frac{\partial y(n)}{\partial w_i} \quad (3.25)$$

Ainda considerando que a saída $y(n)$ é uma combinação linear da entrada $x(n)$ na Eq. 3.13, escreve-se:

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = 2e(n)x(n-i) \quad (3.26)$$

Combinando a Eq. 3.23 com a Eq. 3.26, obtêm-se:

$$\nabla e^2(n) = 2e(n)\mathbf{x}(n), \quad (3.27)$$

onde $\mathbf{x} = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]^T$. Logo, se observa que a implementação do filtro adaptativo LMS necessita de cálculo diferencial, nem mesmo multiplicação de matrizes, basta a implementação da Eq. 3.28 para atualização dos coeficientes do filtro.

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - 2\mu e(n)\mathbf{x}(n) \quad (3.28)$$

O passo de adaptação influencia na velocidade de convergência do filtro, sendo que valores maiores implicam em adaptação mais rápida, porém, este parâmetro é limitado de certa forma pela potência do sinal de ruído $x(n)$, sendo que o valor máximo é dado pelo inverso da soma da diagonal da matriz de correlação do vetor de entrada $x(n)$, como mostra a Eq. 3.29.

$$0 \leq \mu \leq \frac{1}{\text{tr}(\mathbf{R})}. \quad (3.29)$$

3.5.1 Efeito do caminho secundário

O sinal de antirruído $y(n)$ calculado pelo filtro adaptativo pode ser modificado pelo caminho secundário $S(z)$, assim como o caminho primário $P(z)$ modifica o som quando se propaga por ele (DELFINO, 2005). Neste contexto, o sinal de controle $y(n)$ sofre efeitos desconhecidos pelo controlador que podem limitar o seu desempenho.

A retirada do efeito do caminho secundário poderia ser feita aplicando um modelo do inverso do caminho secundário $\frac{1}{S(z)}$ em série com o bloco do caminho secundário $S(z)$ (MORGAN, 1980), no entanto pode ser que $S(z)$ nem seja inversível (KURO; MORGAN, 1999), neste contexto ressalta-se o algoritmo Filtered-x LMS (FxLMS) (WIDROW; STEARNS, 1985) que leva em consideração o caminho secundário, implementando uma cópia do mesmo sobre o sinal de referência, conforme indica o diagrama de blocos na Fig. 9.

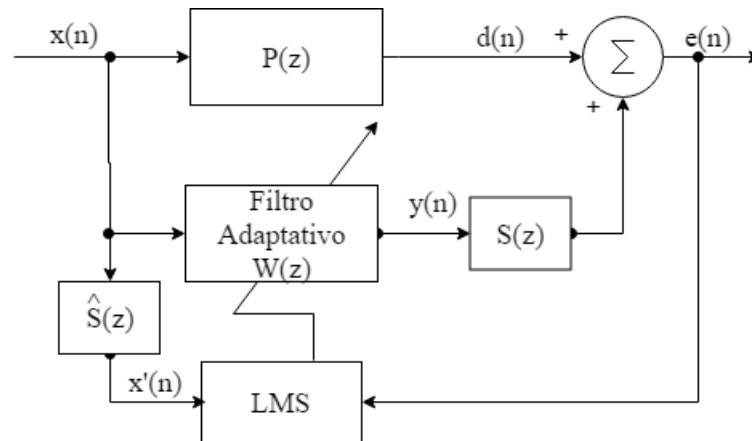


Figura 9 – Diagrama de bloco de CAR usando o algoritmo FxLMS. Fonte: Kuo e Morgan (1999) adaptado.

O sinal residual de erro é dado por

$$e(n) = d(n) + s(n) * [\mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)], \quad (3.30)$$

onde $s(n)$ é a resposta ao impulso do caminho secundário $S(z)$ e $*$ denota a convolução linear. Semelhantemente ao LMS, o FxLMS usa o algoritmo *steepest descent* para atualizar

os coeficientes do filtro na direção contrária do gradiente do erro quadrático médio, no caso, sua estimativa confiável (FARHANG-BOROUJENY, 1998) que é $e^2(n)$.

$$w(n+1) = w(n) - \frac{\mu}{2} \nabla e^2(n). \quad (3.31)$$

Combinando com a Eq. 3.26, obtem-se a função de atualização dos coeficientes para o algoritmo FxLMS, dada por

$$w(n+1) = w(n) - \mu x'(n)e(n). \quad (3.32)$$

Ressalta-se que na prática o caminho secundário é estimado por um modelo que filtra o sinal de entrada

$$\mathbf{x}'(n) = \hat{s}(n) * \mathbf{x}(n). \quad (3.33)$$

Segundo Kuo e Morgan (1999), o passo de adaptação máximo é dado por

$$\mu_{max} = \frac{1}{P_{x'}(N + \Delta)}. \quad (3.34)$$

Uma vez que $P_{x'} = E[x'^2(n)]$ é a potência do sinal de referência filtrado, N , o tamanho do filtro e Δ é o número de amostras que o caminho secundário atrasa, o que torna menor o passo de adaptação máximo, que pode implica menor velocidade de convergência para determinadas aplicações, mas, na prática, o ajuste fino do passo de adaptação é feito experimentalmente (HANSEN, 2001).

3.5.2 Efeito do caminho de Realimentação

Um alto falante que é posicionado no decorrer de um duto tem o seu som propagado em ondas planas para os dois sentidos do duto, no caso deste sistema de controle, o som se propaga no sentido do caminho secundário $S(z)$ e também no sentido do caminho de realimentação, que é evidenciado no diagrama da Fig. 10 como $F(z)$.

O efeito do caminho de realimentação acústica é tido como uma interferência do sinal de controle dado por $y(n)$ sobre o sinal de referência de ruído $x(n)$, o que causa instabilidades no sistema, segundo Kuo e Morgan (1999). Este efeito pode ser reduzido com a utilização de um sensor de referência não-acústico como utilizaram Kim, Kim e Lee (2013) com uso de filtro Notch em uma aplicação em um curto duto de 1 m.

No entanto, outra solução para suprimir o efeito do caminho de realimentação é apresentada pela patente de Kuo (1999) com a identificação online deste caminho e retirar seu efeito. Outro método é apresentado por Akhtar M. T.; Abe (2007) que utilizam controladores ótimos adaptativos para redução deste efeito.

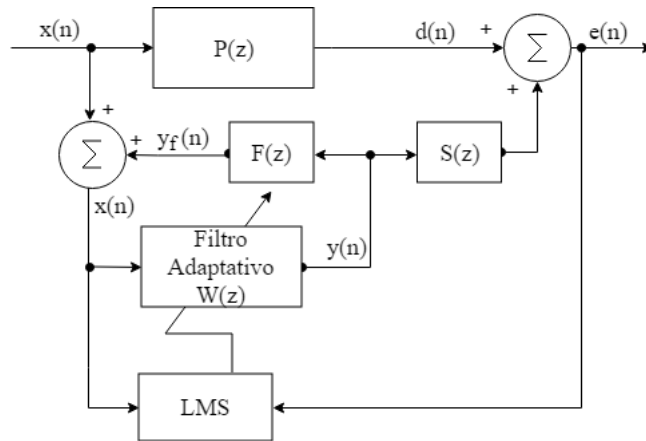


Figura 10 – Diagrama de bloco de CAR considerando o caminho de realimentação $F(z)$.

O ruído $r(n)$ indicado na Fig. 11 representa a soma do sinal $x(n)$ que serve de referência para o controlador com a interferência $y_f(n)$ na forma $r(n) = x(n) + y_f(n)$.

Sendo subtraída a componente de interferência $y_f(n)$ do sinal $r(n)$, obtém-se a referência de ruído para o sistema de forma mais adequada. Conhecendo o modelo do caminho de realimentação $\hat{F}(z)$, é possível gerar um sinal $\hat{y}_f(n)$ e efetuar a subtração como mostra a Fig. 11, que sugere a retirada do efeito da realimentação acústica. Nesta mesma figura, o caminho secundário tem seu efeito suprimido na arquitetura FxLMS, este método de CAR que suprime os efeitos dos caminhos secundário e de realimentação, é conhecido como Feedback FxLMS, ou simplesmente FBFXLMS (AKHTAR M. T.; ABE, 2007).

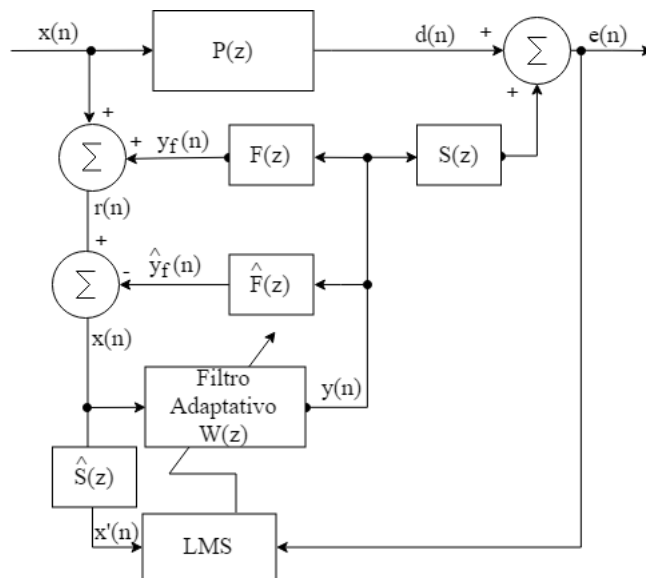


Figura 11 – Diagrama de bloco de CAR removendo o efeito do caminho de realimentação $F(z)$ e controle FxLMS.

4 Descrição do Sistema

4.1 Construção do Duto

A implementação deste sistema precisa de uma plataforma experimental capaz de simular dutos reais de ventilação. Diversas características de CAR podem ser investigadas e validadas em uma bancada experimental como por exemplo as faixas de convergência e o nível de atenuação. O sistema desenvolvido é baseado na bancada experimental proposta por [Delfino \(2005\)](#) mas leva em consideração o espaço disponível para instalação do mesmo no laboratório onde este foi construído. Desta forma, o duto é construído com dois tubos de PVC de diâmetro igual a $D = 0,15 \text{ m}$ e acoplados por uma junção em Y de 45° , conforme é visto na Fig. (12), sendo que a segunda parte possui comprimento de $1,17 \text{ m}$ e o comprimento total do duto é igual a $3,5 \text{ m}$ e toda sua estrutura é apoiada sobre quatro suportes de MDF.

A construção do duto levou em consideração a disposição que os medidores e atuadores deveriam ter, tendo em vista um sistema *feedforward*, em que são tomados os sinais de referência e de erro para calcular o sinal de controle eletronicamente, de forma que o tempo que o sinal leva para ser aplicado no alto-falante de controle, não pode ser maior do que o tempo de propagação da onda acústica no duto.

Um alto falante logo no começo do duto emula a fonte de ruído que é ilustrada na Fig. (12), a distância deste para o microfone de referência é $0,25 \text{ m}$ e para o microfone de erro é $3,4 \text{ m}$, outra distância de grande relevância para o tempo de processamento é do microfone de referência para a posição do alto falante de controle, esta é de $1,75 \text{ m}$, em atenção ao princípio da causalidade.

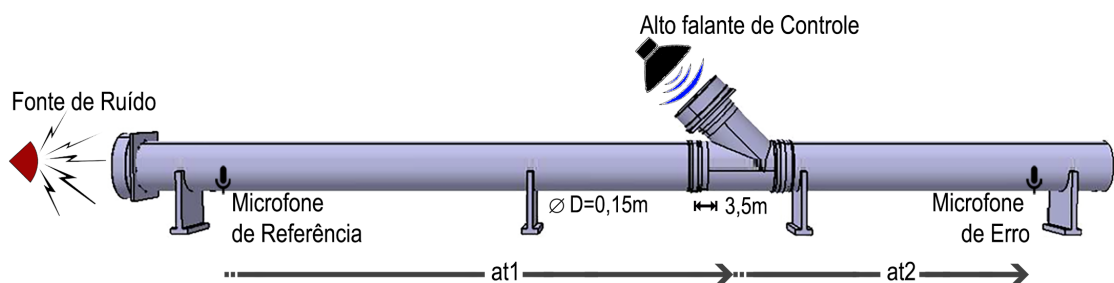


Figura 12 – Ilustração da instrumentação no duto.

Para satisfazer o princípio de causalidade ([DINIZ; SILVA; NETTO, 2010](#)) é necessário que o atraso acústico $at1$, que diz respeito a propagação de uma onda sonora do

microfone de referência até o alto-falante de controle, seja menor do que o atraso de propagação elétrica engloba os atrasos promovidos pelos condicionadores, pré-amplificadores, filtro *anti-aliasing*, conversão AD, cálculo do filtro adaptativo, conversão DA, filtro de reconstrução, amplificador de potência, alto falante, além de um período de amostragem (KONG; KUO, 1999). Caso o atraso elétrico e de processamento de sinais do controlador seja maior do que o atraso de propagação at_1 o critério de causalidade não é satisfeito, caracterizando um sistema não realizável. Alguns detalhes deste tipo de abordagem são comentados por Kong e Kuo (1999).

O CAR monocanal é aplicável somente quando há propagação de ondas planas no duto. Substituindo na Eq. (3.2) a velocidade do som $v = 343 \text{ m/s}$ e o diâmetro $D = 0,15 \text{ m}$, obtêm-se a frequência de corte $f_c = 1339 \text{ Hz}$, faixas de frequência abaixo frequência de corte implicam propagação de ondas planas no duto. Aplicações de CAR com presença de modos de alta ordem necessitam de maior número de sensores e atuadores no sistema (OLIVEIRA, 2012).

4.1.1 Especificação de Componentes

4.1.1.1 Microfones

Os microfones utilizados são de eletreto, de consumo de corrente de $0,5 \text{ mA}$, relação sinal ruído de 40 dB e máxima pressão sonora de 120 dB . A utilização deste sensor depende de uma polarização, que é feita com um resistor de $10 \text{ k}\Omega$ e uma fonte de tensão de 12 V_{DC} , o sinal elétrico é tomado após um capacitor de 1 nF , conforme a Fig. (13). Este circuito de aquisição do sinal elétrico do microfone de eletreto é chamado de “Condicionador de Sinais ” e tem dois canais implementados, um para o microfone de referência e outro para o de erro, em uma caixa patola PB-114 com conectores P-10 mono.

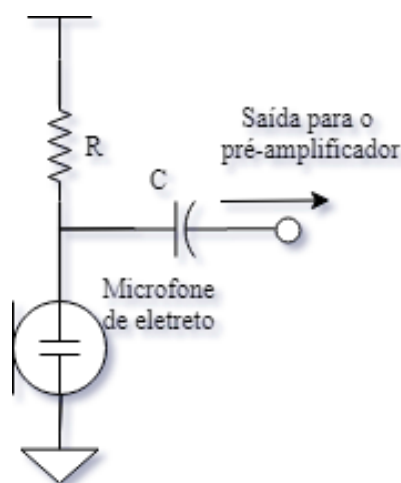


Figura 13 – Circuito “Condicionador de sinais” para polarização do microfone de eletreto

4.1.1.2 Pré-amplificadores

Como o sinal adquirido do microfone é da ordem de milivolts é necessário um estágio de amplificação para alcançar o nível de linha. Os pré-amplificadores utilizados são da marca Behringer modelo Tube Ultragain Mic100 que possui um ganho variável de $+26$ a $+60$ dB e ajuste de volume de $-\infty$ a $+10$ dB , sendo capaz de atuar na faixa de frequência de 10 Hz a 40 kHz .

4.1.1.3 Filtro Anti-aliasing e de Reconstrução

Os filtros analógicos externos são necessários para a faixa de frequências ficar de acordo com a limitação da frequência de corte, de forma que a banda de operação esteja adequada para o controle ativo de ruído.

Para garantir que a banda do sinal de aquisição dos microfones seja adequada à frequência de amostragem do conversor AD, um filtro passa-baixas é projetado com função anti-aliasing, da mesma forma, o filtro de reconstrução é projetado, visto que os sinais de escrita provenientes do controlador podem ter uma baixa frequência de atualização, semelhante ao sistema *sample-and-hold* o que faz que a saída segure um valor por um intervalo de tempo e as atualizações acabem sendo bruscas, de forma que estas rápidas variações de amplitude adicionem componentes de altas frequências que poderiam ser superiores a frequência de corte do duto, prejudicando a propagação de ondas planas. Neste contexto se faz necessário o filtro de reconstrução para limitar a banda de frequências dos sinais de acionamento dos altos falantes.

Os quatro canais deste filtro são projetados de igual maneira com passa-baixas *Butterworth* de topologia Sallen Key de 4ª ordem, ganho de $8,06$ dB e frequência de corte igual à 670 Hz , menor que a frequência de corte do duto para propagação de ondas planas. A Fig.14 mostra o ganho e a fase do canal 3 do filtro. Segundo [Havelock, Kuwano e Vorländer \(2009\)](#), o filtro *Butterworth* é indicado para esta aplicação devido a curta banda de transição e o baixíssimo *ripple* na banda passante, de modo geral, quanto maior a ordem, melhor performance da resposta em frequência, no entanto para a aplicação de filtros com baixa ordem causam menor atraso tendo em vista a aplicação em tempo real.

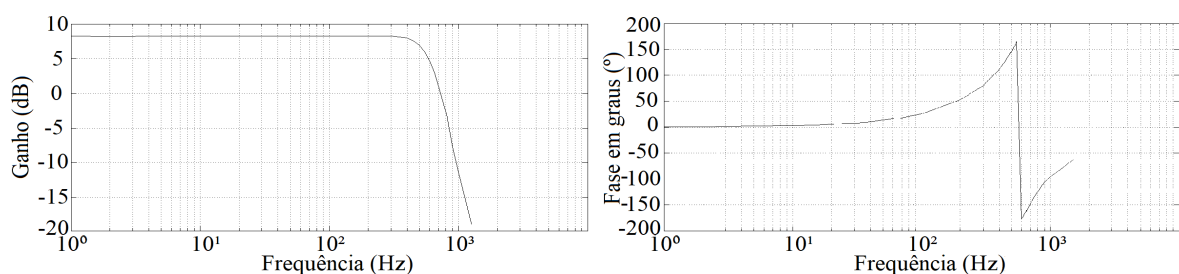


Figura 14 – Ganho e fase do canal 3 do filtro.

O filtro é implementado em uma caixa patola PB-255 com conectores BNC. A Fig. 15 contém um diagrama de blocos que integra o sistema e indica a nomenclatura dos sinais internos aos dutos. A Fig. 16 mostra a disposição do filtro e dos pré-amplificadores na bancada experimental e o duto completo.

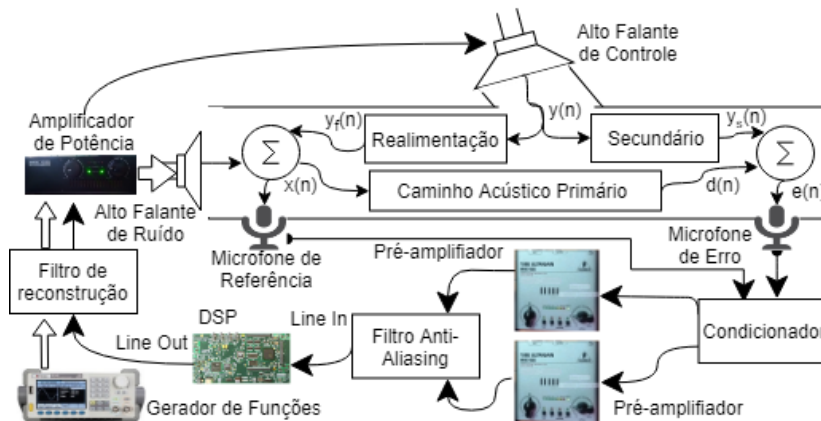


Figura 15 – Diagrama de blocos da bancada com o duto acústico.

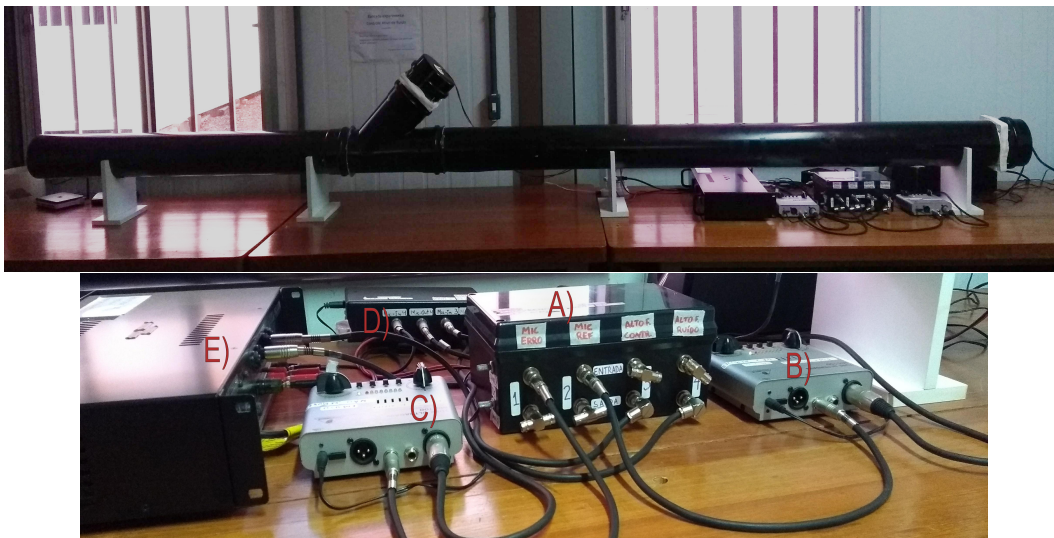


Figura 16 – Bancada experimental com duto. A) Filtros analógicos; B) e C) Pré-amplificadores; D) Condicionador de microfones; E) Amplificador de Potência.

4.1.1.4 Sistema de alto falantes

Os alto falantes são de 6,5" da marca Hurricane, modelo Class CM465 Quadriaxial, com 65 W_{RMS} de potência, 4 Ω de impedância e faixa de frequências de 80 Hz a 20 kHz , o seu acionamento se dá por um amplificador de potência de classe AB da marca Mark Audio, modelo MK1200 com impedância de entrada maior que 30 $k\Omega$ e potência de saída de até 75 W_{RMS} de ganho -90 dB à 0 dB em cada um dos dois canais. Cada alto falante do sistema é fixado com o encaixe de estruturas de PVC para evitar fendas de escape

do campo sonoro no acoplamento do alto falante com o duto, que podem comprometer a avaliação do sistema. Conforme visto na Fig. (17), o acoplamento é feito com elementos de PVC de aplicação usual em hidráulica, sendo que cada alto falante é envolvido com dois porta tampa de caixa de gordura e extensões de tubo para facilitar o encaixe. A parte traseira do alto falante é vedada com uma tampa de encaixe, chamada de cap, outra tampa do mesmo tipo é utilizada no final do duto enquanto este não é utilizado em experimentos, como uma boa prática de conservação.

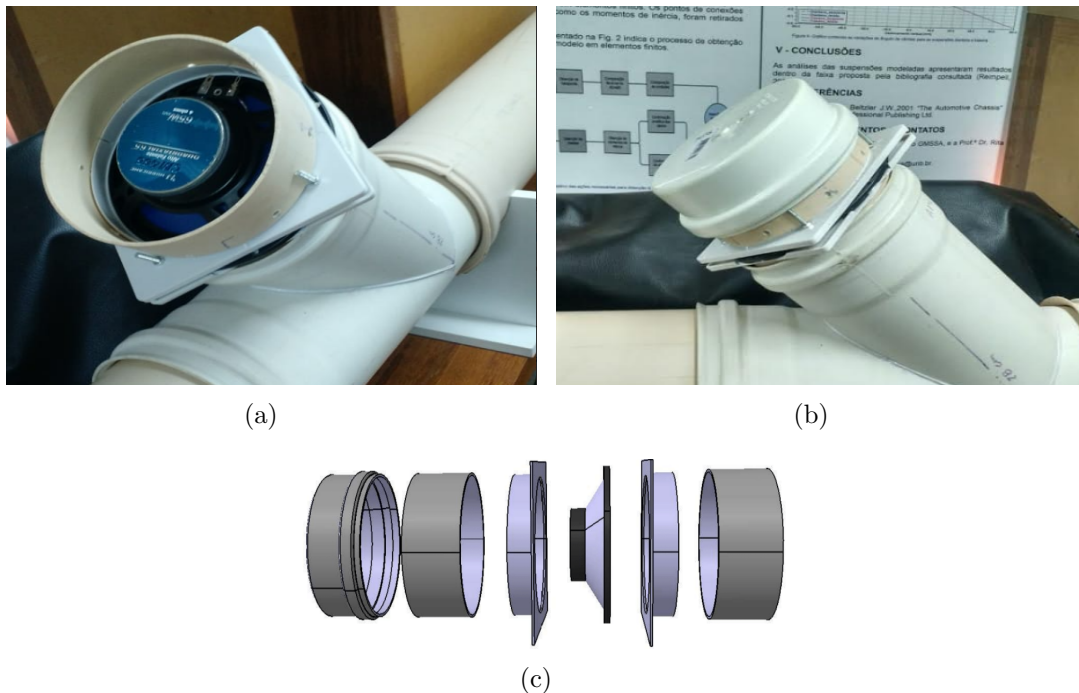


Figura 17 – Acoplamento de vedação de alto falantes. (a) e (b) - Instalação do alto falante de controle no duto. (c) - Vista explodida do acoplamento.

4.2 Aplicação no DSP

Esta seção traz uma breve introdução as características do DSP TMS320C6713 (TEXAS-INSTRUMENTS, 2006) e sua aplicação junto duto acústico, este é um DSP com operações de ponto flutuante, 32 bit, clock de 225 MHz e memória de armazenamento de 16 Mb, outra importante característica é a presença do codec AIC23 que faz a interface entre os microfones do duto e o controlador, sendo que sua frequência de amostragem pode ser de 8 a 96 Hz, de acordo com a configuração escolhida nos seus registradores, a configuração padrão é a de 48 kHz, neste trabalho é utilizada a frequência 96 kHz para escrita. O próprio DSP executa a adequação desta frequência para a frequência de trabalho de interrupções, que é de 48 kHz, esta sim é frequência de amostragem que realiza as aquisições deste trabalho, a partir dela é feita a subamostragem.

A interface analógica possui um divisor resistivo nas entradas *Line in* com fator $1/2$, todo sinal que é amostrado precisa ter este fator corrigido para se obter a amplitude correta do sinal. A quantização configurada pelo fabricante é de 16 bits, dessa forma, em um palavra de 32 bits transmitida pelo *Codec* possui informações de dois canais de leitura, sendo o 16 bits mais significativos referentes ao *Line in - Right* e os 16 bits menos significativos, ao *Line in - Left*.

As funções de leitura e escrita, em geral, operam com variáveis de 16 bits, portanto é indicado utilizar variáveis do tipo *short* de 16 bits com sinal. Se o usuário utilizar amostras em variáveis de outro tipo, é necessário realizar o complemento de 2. O armazenamento de variáveis na memória SDRAM é feito com a função `# pragma` que é capaz de fazer alterações na alocação de memória e assim é possível salvar até 16 Mb para análise posterior. As variáveis armazenadas podem ser exportadas em *Tools>Save Memory* na barra de ferramentas, neste trabalho, as aquisições dos microfones em Volts são salvas em variáveis do tipo *float*, então ao salvar se seleciona o tipo de variável: *32-Bit Floating Point*.

A implementação do controle ativo de ruído é feita em tempo real (KUO; MORGAN, 1996). Sobre a interface do Code Composer Studio (CCS), neste trabalho é utilizada a temporização por meio de interrupções que são eventos capazes de interromper o processo atual da CPU, a fim de manter o relógio e sua frequência de amostragem. O tempo de cada função no código em C pode ser estimado com a ferramenta de contar ciclos de relógio, que na IDE deste software pode ser acessado na barra de ferramentas em *Run>Clock* e depois de ativado apresenta a contagem de ciclos no canto inferior da tela.

4.2.1 Adequação da Frequência de Amostragem

A subamostragem ou decimação é um processo que reduz a taxa de amostragem por um fator N , inteiro, ou seja, para reduzir a taxa de amostragem por 2, é feito o descarte de metade das amostras, mas como a taxa de amostragem final deve ser pelo menos duas vezes maior que a taxa máxima do sinal, há um limite para a redução que preserva a integridade da informação, sem o fenômeno de *aliasing*. Também podem haver aplicações que necessitam de maior f_s que é feita com interpolação entre as amostras, criando novas outras em um processo chamado sobamostragem ou interpolação.

De acordo com Havelock, Kuwano e Vorländer (2009), a taxa de amostragem indicada para aplicações de áudio deve ser quatro vezes maior do que a frequência máxima do sinal, no caso desta aplicação, a frequência do sinal é limitada em torno de 600 Hz pela filtragem do filtro anti-*aliasing*. Portanto, a frequência de amostragem é utilizada é de 2400 Hz, quatro vezes maior do que a frequência máxima. Esta frequência de amostragem é implementada com a decimação sobre a frequência de amostragem de 48 kHz, disponível no DSP.

5 Metodologia

São utilizados no duto dois microfones acústicos que captam a variação de pressão acústica em termos de tensão elétrica. Como os microfones não possuem calibragem exata do fabricante em relação à sensibilidade de milivolts por Pascal, todas as avaliações são feitas com base em medidas de tensão elétrica em volts, tanto no domínio do tempo quanto à escala de decibéis no domínio da frequência são baseados em sinais de tensão elétrica e não em medidas de nível de pressão sonora em Pascal.

O código de computador desenvolvido em linguagem C, implementa um algoritmo que possui basicamente três etapas, sendo elas de escolha de configuração da placa e declaração de memória, inicialização das variáveis e ativação da interrupção, sendo que as interações ocorrem na terceira etapa com a repetição da interrupção, de forma que uma estrutura condicional administra um contador que vai de 1 à 20. Na primeira interação, o valor da variável de escrita é atualizado e cada interação pode ter uma funcionalidade, com operação em 2400 Hz, conforme ilustra a Fig. 18.

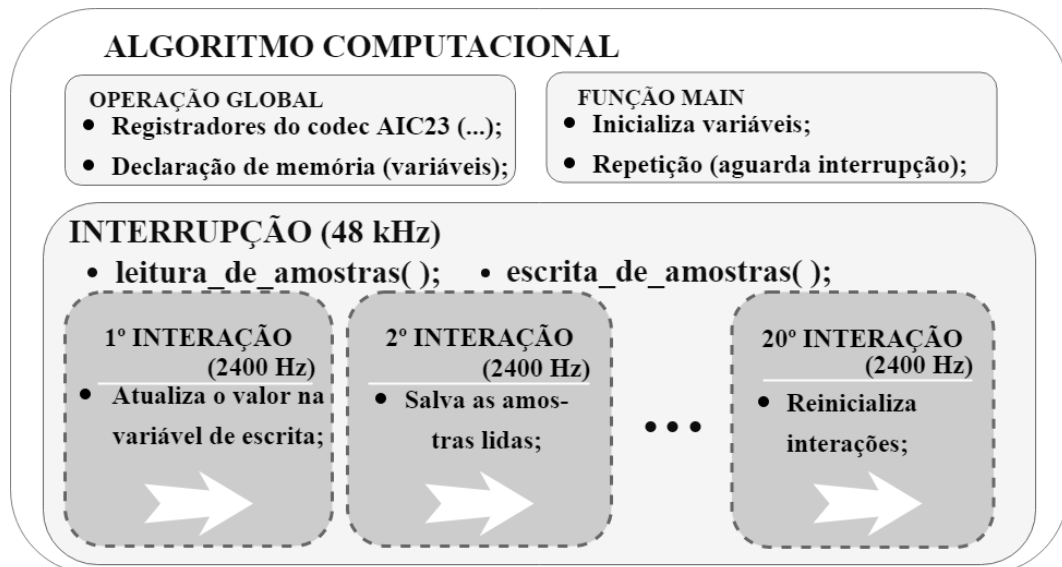


Figura 18 – Diagrama de blocos simplificado de operação computacional do sistema.

Os sinais adquiridos em cada ensaio são armazenados em vetores do tipo float de 154000 posições que representa 60 segundos de aquisição a 2400 Hz. A identificação de sistemas leva em consideração sinais gerados no próprio de DSP tanto no processo de excitação e caracterização do sistema quanto no de validação do modelo. Somente o ruído de referência nos controladores é gerado externamente com gerador de sinais.

No processo de identificação de sistemas, os 60 segundos de amostras são armazenados, tanto a entrada pelo microfone de referência, quanto a saída pelo microfone de

erro. E com estes dados são criados objetos no MATLAB com a função *iddata()* que podem ser importados para o *ident*, um programa de identificação de sistemas no MATLAB, onde o ruído de excitação AWGN é separado em duas partes de 30 segundos, conforme a Fig. 19, sendo a primeira para identificação e a segunda, já para validação do modelo que é gerado utilizando-se o método ARX com 70 polos, 69 zeros e nenhum atraso, sendo esta a configuração adequada para a confecção de cada modelo com base nos resultados experimentais.

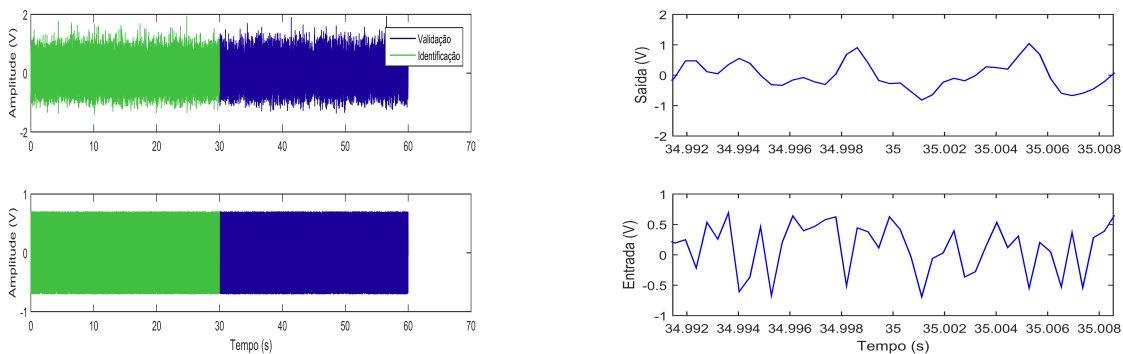


Figura 19 – Sinal de ruído para excitação do duto com dados de entrada e saída divididos em amostras para identificação de validação, 30 segundos cada.

5.1 Calibração do sistema

A calibração neste trabalho se trata da validação das condições de operação do duto, para verificar se características são as mesmas de experimentos anteriores. Esta é uma prática necessária para que as identificações offline no duto continuem válidas, visto que o bom desempenho dos modelos é sensível aos ajustes de bancada.

A primeira análise a se fazer é conferir os ajustes de ganho de potência no amplificador e no pré-amplificador, sendo que ambos canais do amplificador de potência são regulados em cerca de 1/4 do ajuste e os pré-amplificadores são ajustados na saída com cerca de 1/4, e na entrada 1/2 da faixa total de ajuste, ambos pré-amplificadores utilizam mesma configuração, portanto somente o pré-amplificador do microfone de erro é mostrado na Fig. 20. As marcas que indicam a posição correta dos ajustes podem ser vistas na Fig. 20. Além destes ajustes de ganho, há o nível DC dos microfones que também é ajustável e passa por medições de calibração.

As medidas de tensão de níveis AC e DC são feitas na saída do filtro anti-aliasing com um multímetro da marca Minipa, modelo ET-2402A, enquanto a geração de sinais para o experimento de calibração é feita por um gerador de funções da marca Minipa, modelo MFG-4205B. Os sinais são gerados nas frequências naturais, de maior ganho, de cada caminho acústico, de acordo com as funções de transferência mostradas na seção 6.2



Figura 20 – Posição de ajuste de ganho utilizado nos experimentos.

de resultados de identificação de sistemas. Adicionalmente, são realizadas as medidas de tensão RMS enquanto há silêncio no duto e no laboratório como um todo, para obter o nível de ruído nos microfones da própria bancada de experimentos.

5.2 Identificação do Sistemas

Cada modelo a ser identificado consiste de desde da geração do sinal até sua leitura, desta forma, compreende conversores AD e DA, filtros e amplificadores que estão no próprio diagrama de identificação. Na Fig. 21, são visto os blocos que influenciam no caminho secundário, desde a geração de ruído AWG no DSP que se dá pela a função `short rand()` até que o sinal seja lido de volta pelo conversor AD.

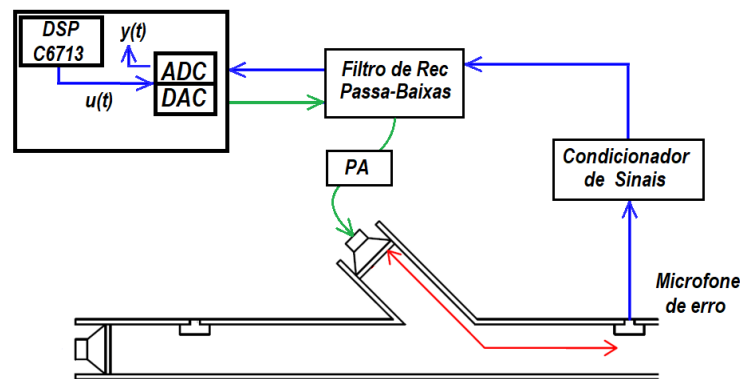


Figura 21 – Diagrama de blocos para a identificação do modelo do caminho secundário.

O armazenamento de sinais leva em consideração o complemento de 2 do sinal gerado com a função `rand()` visto que as variáveis de escrita e leitura do sinal são do com bit de sinal.

A Validação dos modelos gerados consiste em reproduzir precisamente o experimento de identificação, inclusive a disposição dos conversores AD e DA e demais blocos que a identificação dos modelos inclui, por que é exatamente o que é enxergado pelo controlador, como é visto na Fig. 22. A excitação dos caminhos secundário e de realimentação são feitas diretamente no começo do caminho $u(t)$, já no caminho primário, a

excitação do sistema provém de uma variável $n(t)$ gerada no DSP para acionamento do alto falante de ruído para enfim serem feitas as leituras dos microfones de referência e de erro, correspondentes à entrada $u(t)$ e saída $y(t)$ respectivamente do caminho primário.

Os testes para comparar a semelhança entre os modelos e os caminhos acústicos ocorrem em três etapas, na primeira, o modelo é testado em ambiente de simulação com amostras *offline*, ou seja, com um estímulo de aquisição gravado da entrada do sistema físico e compara a resposta do modelo com a saída da amostra *offline*, esta etapa é chamada neste trabalho por Validação ARX. Na segunda etapa, o modelo é exportado como um filtro IIR com seus polos e zeros, para que a resposta deste modelo aconteça simultaneamente com a aquisição, simulando uma aplicação real do filtro, então, os sinal de entrada do sistema e os sinais de saída do modelo e do sistema, dado por microfone, são salvos e comparados para gerar uma porcentagem de semelhança neste caso – este experimento é nomeado por IIR neste trabalho. A comparação se dá com o cálculo de erro quadrático em porcentagem implementado pela ferramenta do Matlab, *compare()*.

Espera-se que as resposta de ambos os métodos sejam iguais, portanto a diferença entre os resultados ARX e IIR é calculada. Quanto menor a diferença entre os dois resultados, mais semelhante é a implementação do modelo pelo programa no Matlab e pelo filtro implementado em um algoritmo no DSP. Neste contexto, é validada a implementação experimental do modelo no DSP com o resultado de implementação gerado no Matlab.

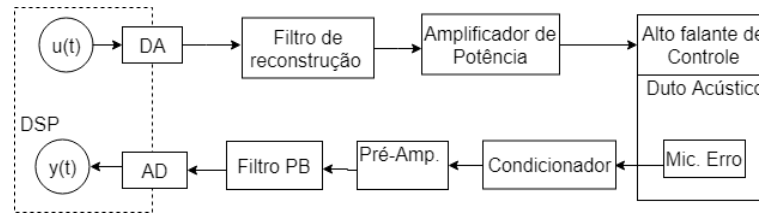
Diversas ordens de modelos são testadas, para que se possa obter um filtro otimizado, que gera uma resposta suficientemente boa para a aplicação necessária.

5.3 Controladores

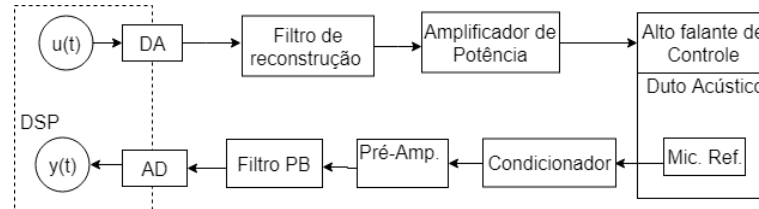
A implementação dos controladores LMS e FxLMS são semelhantes, diferindo-se apenas no algoritmo embarcado no DSP. A Fig. 23 indica em diagrama de blocos a implementação dos controladores.

A aplicação de tons senoidais de $500 mV_{pp}$ na faixa de frequência estudada no duto em questão, de 120 Hz à 600 Hz é feita pelo gerador de sinais, para a análise qualitativa das faixas de frequência de convergência do controlador LMS, a variação de frequência do sinal de entrada é feita em passos de 1 Hz. O sinal aplicado ao duto representa o sinal desejado, inicialmente desconhecido pelo sistema, $d(n)$. Por meio de microfones aquisições dos sinais de erro, $e(n)$, e do sinal de referência do sistema, $x(n)$, para cálculo dos coeficientes do algoritmo de cada controlador.

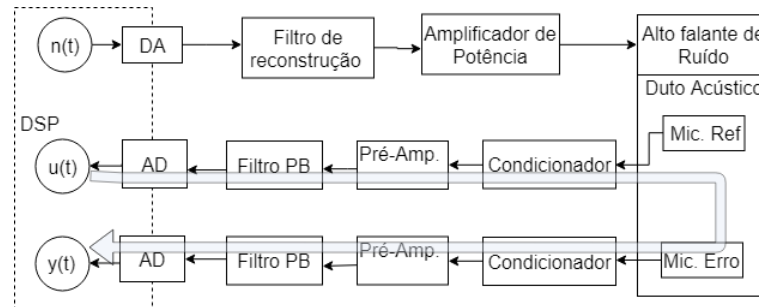
Ressalta-se os parâmetros utilizados nos controladores é $\mu = 0.0005$, e ordem 40, sendo que o modelo do caminho secundário para a implementação do FxLMS é gerado com o algoritmo ARX e possui 70 polos com 69 zeros.



(a) Caminho Secundário.



(b) Caminho de Realimentação.



(c) Caminho Primário.

Figura 22 – Diagrama de blocos para identificação e validação dos modelos acústicos

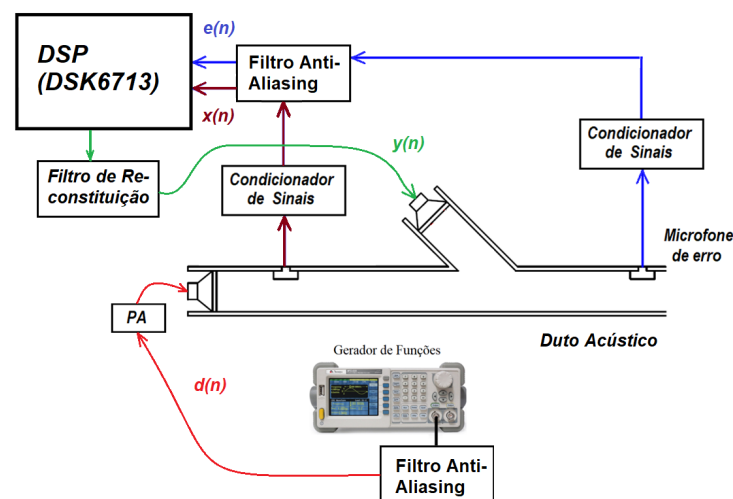


Figura 23 – Diagrama de blocos para a implementação dos controladores

A aquisição, escrita e processamento dos sinais é feita por meio de um DSP à taxa de 2,4kHz e todo o processo é realizado em tempo real. A convergência do sinal é observada por meio de um osciloscópio. Os resultados obtidos para o LMS estão contidos nas tabelas 4 e 5 e nas figuras 38 e 41.

5.4 Caminho de Realimentação

Para investigar a influência do caminho de realimentação acústica são feitos dois experimentos que observam um período com aquisição convencional em que a realimentação acústica do alto falante de controle no microfone de referência e outro período com a supressão do caminho, conforme a sugestão da Fig. 11 que utiliza o modelo identificado do caminho para produzir uma medida simulada do que seria este efeito, sobretudo, para efetuar a subtração entre sinal medido e o simulado, e desta forma, verificar a mitigação deste efeito de realimentação acústica.

Com base na resposta em frequência do caminho de realimentação, foram selecionadas as frequências de 150 e 160 Hz para fazer os testes, que são de alto ganho. A resposta em frequência da faixa de interesse é vista na Fig.6.2.

No primeiro experimento a excitação do caminho de realimentação pelo alto falante de controle é realizada por 30 segundos e após este período, o cálculo do modelo é subtraído da leitura do microfone no próximo período de 30 segundos, totalizando 60 segundos – tempo escolhido arbitrariamente. A Fig. 24 indica este processo com um microfone, dado por uma ilustração, alimentado exclusivamente através do caminho $F(z)$ e tendo sua medida guardada em $M(n)$. O mesmo sinal de excitação $u(n)$ é usado no modelo $\hat{F}(z)$ para que no momento de 30 segundos, uma chave inclua a simulação.

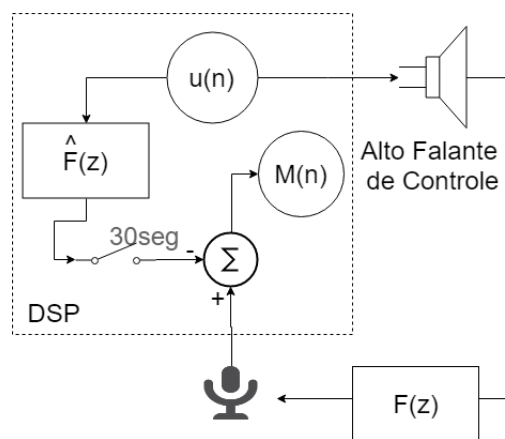


Figura 24 – Diagrama de implementação do modelo do caminho de realimentação para atenuar seu efeito sobre o sensor de referência.

No segundo experimento são acionados os dois alto falantes do duto, tanto o que funciona como a fonte sonora próximo ao microfone de referência, sendo este acionado com uma excitação senoidal de 200Hz, quanto o alto falante de controle, que fica posicionado na junção em Y de 45°, com o sinal de 160 Hz, semelhantemente ao primeiro experimento. A figura abaixo ilustra a geração de sinais senoidais no duto, sendo que em vermelho é ilustrado o sinal de interferência na frequência de 160 Hz que é o pior caso no efeito de realimentação. E em azul, o sinal de referência gerado pelo alto falante de ruído em uma

frequência arbitrária de 200 Hz. O sinal de referência é restaurado após uma chave de 30 segundos, semelhantemente ao primeiro experimento.

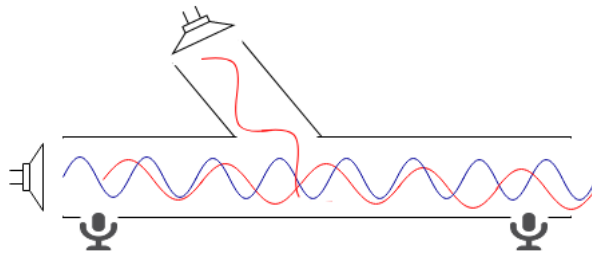


Figura 25 – Diagrama do sistema de teste da retirada do efeito do caminho de realimentação com 160 e 200 Hz.

5.4.1 Simulações

As simulações são realizadas com base na identificação de caminhos acústicos do duto para simular a propagação de ondas planas que ocorre. Neste contexto, a Fig. 26 é semelhante ao digrama de ligações dos elementos da Fig. 23 em conjunto com a disposição de caminhos acústicos na Fig. 7.

A entrada do sistema consiste em um gerador senoidal de amplitude 0,5, seguido de um ganho de 2,53, que diz respeito ao ganho do filtro passa baixas que uma entrada do sistema físico também é submetida, o segundo ganho é referente ao filtro anti-aliasing do efeito de leitura do ruído pelo microfone de referência. Uma chave automática pela contagem de amostras, inicia o controle após 7200 amostras e próprio visualizador *time scope* exporta as amostras dos 10 segundos de simulação para a análises em frequência.

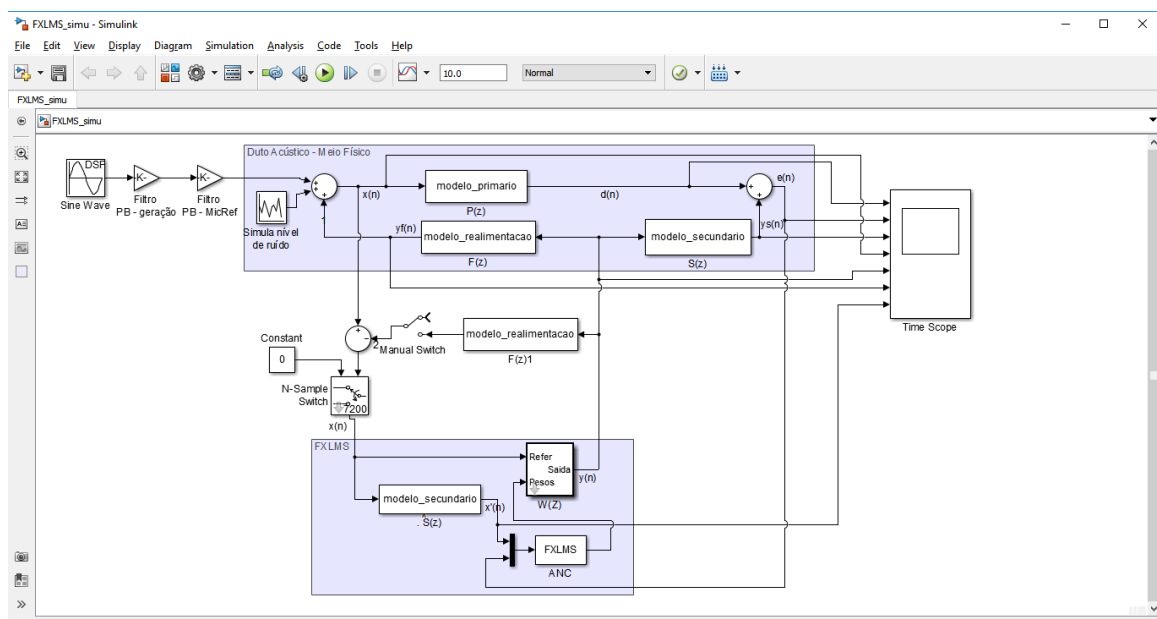


Figura 26 – Diagrama de simulação no simulink para o FxLMS.

6 Resultados

Nesta seção são apresentados os resultados de validação de cada caminho acústico do duto e também a performance dos controladores LMS e FxLMS.

6.1 Calibração da Bancada de Testes

As medições são realizadas nos canais 1 e 2 do filtro anti-*aliasing*, sendo que o canal um é referente ao microfone de erro e o dois ao microfone de referência. As cinco medições são mostradas na Tabela 1. A primeira coluna contém instruções sobre o conteúdo que é colocado no duto, sendo que “Silêncio” significa ausência de som no duto e no laboratório de testes e as demais legendas são à respeito das frequências de maior ganho de cada caminho acústico, de modo que

- **274 Hz** – Referente ao caminho primário, portanto a fonte é o alto falante de ruído;
- **160 Hz** – Referente ao caminho de realimentação, portanto a fonte é o alto falante de controle;
- **414 Hz** – Referente ao caminho secundário, portanto a fonte é o alto falante de controle.

A amplitude configurada no gerador de funções é de 500 mV_{PP} que equivalem a 178 mV_{RMS} .

Tabela 1 – Resultados da calibração para execução dos experimentos

Fonte sonora no duto	Tipo de medida	Canal 1	Canal 2
Silêncio	DC (V_{DC})	156,0 mV	99,5 mV
Silêncio	AC (V_{RMS})	2,90 mV	2,40 mV
274 Hz (F. Ruído)	AC (V_{RMS})	477,5 mV	134,4 mV
160 Hz (F. Controle)	AC (V_{RMS})	368,2 mV	750 mV
414 Hz (F. Controle)	AC (V_{RMS})	724 mV	97,8 mV

6.2 Identificação do Sistema

A identificação de sistemas proporciona modelos com funções de transferência para compreensão do comportamento de determinado caminho acústico do duto e é possível verificar o desempenho dos modelos com base em resultados de implementação dos mesmos com comparação numérica e visual.

A Fig. 28 mostra as funções de transferência de cada caminho acústico proposto neste trabalho, enquanto a Fig. 27 sobrepõe estas funções de transferência em escala linear para mais fácil comparação da resposta em frequência dos modelos. A percepção audível próxima a bancada experimental varia em conformidade com as funções de transferência.

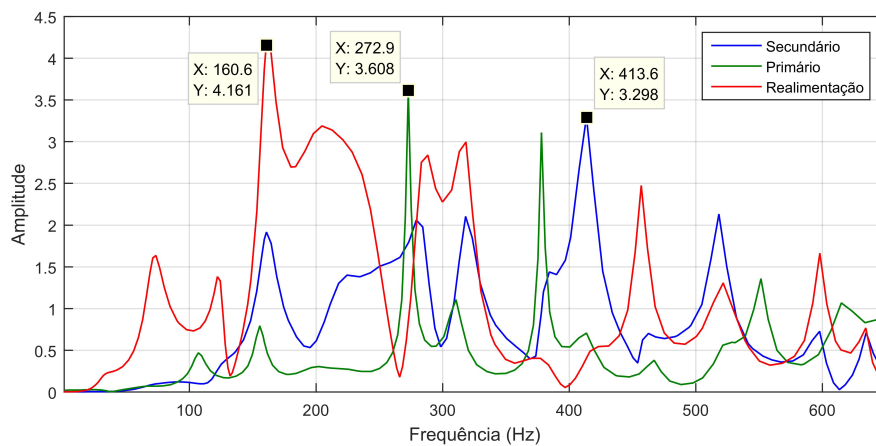
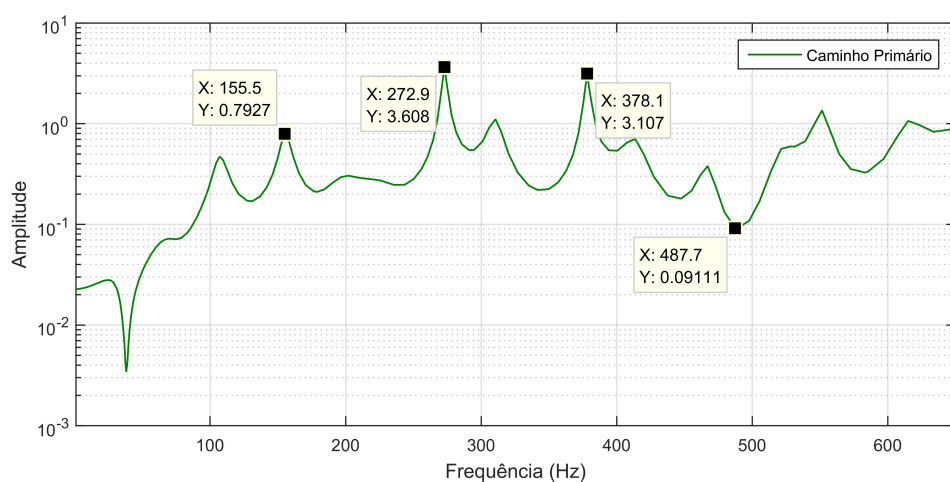


Figura 27 – Funções de transferência dos caminhos acústicos sobrepostas em escala linear.

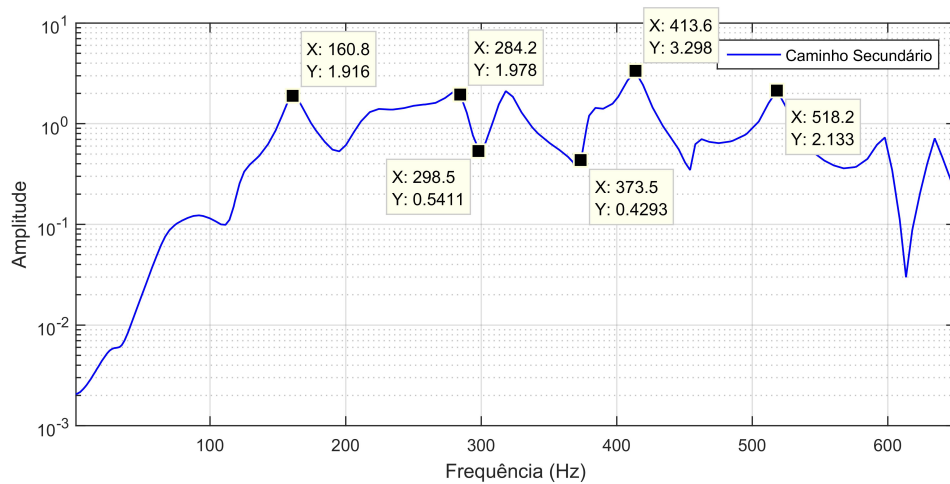
Tabela 2 – Comparação entre modelos de diferentes ordens para cada caminho acústico.

Pólos	Zeros	Primário	Secundário	Realimentação
70	69	78,85%	90,61%	89,94%
70	60	78,79%	90,52%	89,82%
60	59	78,75%	90,41%	89,55%
60	50	78,57%	89,61%	89,43%
50	49	78,56%	88,30%	82,53%
50	40	78,58%	79,49%	76,22%
40	39	73,43%	77,30%	67,20%
40	30	72,34%	75,90%	65,31%
30	29	47,21%	68,12%	64,36%
30	20	44,25%	63,77%	23,10%

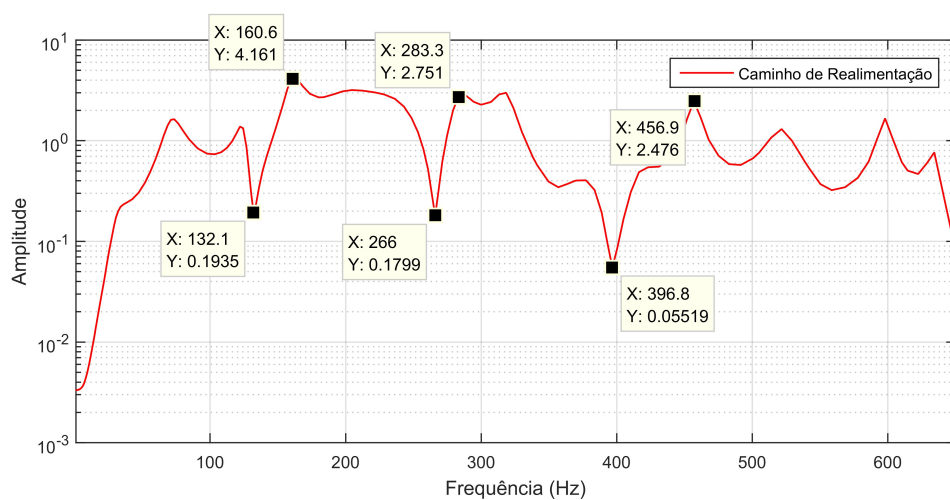
O modelos adotados neste trabalho possuem ordem 70, sendo os modelos desenvolvidos com os parâmetros: 70 polos, 69 zeros e nenhum atraso. A Tabela 2 comparara modelos desenvolvidos com diferentes ordens, portanto, a configuração de ordem 70 implica maiores valores de semelhança.



(a) FT do caminho primário



(b) FT do caminho secundário



(c) FT do caminho de Realimentação

Figura 28 – Funções de Transferência

Diversos modelos com diferentes número de polos e zeros resultam em funções de transferências semelhantes como é visto na Fig. 29, ou seja, o sistema é representado, sobretudo, ordens maiores geram melhores resultados de identificação, nos caso de ordem 70, o fit foi da ordem de 90% para os caminhos de realimentação e secundário, já os modelos de 40 polos resultaram em aproximadamente 70% de fit, a Tabela 3 compara esses valores com base na metodologia adotada.

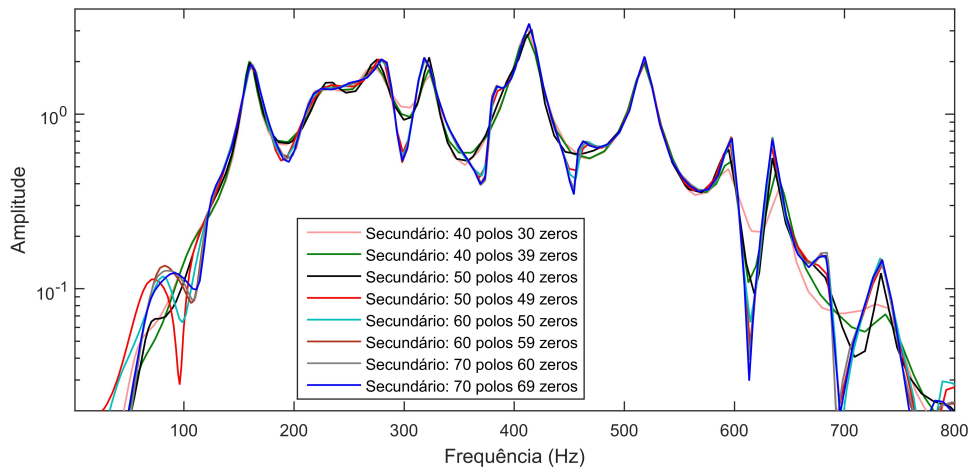


Figura 29 – Funções de transferência dos modelos do caminho secundário com diferentes ordens.

Tabela 3 – Validação dos modelos de 70 polos/69 zeros com aquisições testadas no modelo em matlab (ARX) e com aquisição cujo filtro foi implementado com DSP com filtro IIR.

Tipo de Excitação	Freq. (Hz)	Primário			Secundário			Realimentação		
		ARX	IIR	Diferença	ARX	IIR	Diferença	ARX	IIR	Diferença
AWGN	-	78,85%	77,09%	1,76%	90,61%	83,98%	6,63%	89,94%	82,59%	7,35%
Senoidal	100	49,75%	51,36%	1,61%	81,08%	87,97%	6,89%	96,55%	94,41%	2,14%
Senoidal	120	85,12%	94,16%	9,04%	14,62%	13,80%	0,82%	76,47%	75,22%	1,25%
Senoidal	150	90,17%	94,75%	4,58%	95,68%	92,86%	2,82%	94,31%	91,34%	2,97%
Senoidal	160	89,04%	84,98%	4,06%	91,04%	90,21%	0,83%	91,70%	92,96%	1,26%
Senoidal	200	94,99%	92,13%	2,86%	84,18%	83,04%	1,14%	91,39%	95,06%	3,67%
Senoidal	240	90,54%	91,47%	0,93%	94,10%	94,17%	0,07%	81,33%	83,83%	2,50%
Senoidal	300	91,48%	93,04%	1,56%	88,07%	88,90%	0,83%	98,44%	94,84%	3,60%
Senoidal	400	92,54%	92,31%	0,23%	91,80%	94,16%	2,36%	75,22%	73,85%	1,37%
Senoidal	480	72,35%	70,96%	1,39%	91,63%	91,66%	0,03%	88,17%	89,52%	1,35%
Senoidal	600	91,90%	89,15%	2,75%	55,32%	70,26%	14,94%	51,31%	66,86%	15,55%

A validação de modelos verifica o desempenho sobre sinais dos tipos ruído branco e senoidais, sobretudo, com análise sobre a sobreposição da curva gerada pelo modelo com o resultado real. Nesse contexto de comparação das formas de onda, a Fig. 30 é um exemplo do resultado, considerando o caminho secundário para validação com ruído branco e com um senoide de 200 Hz.

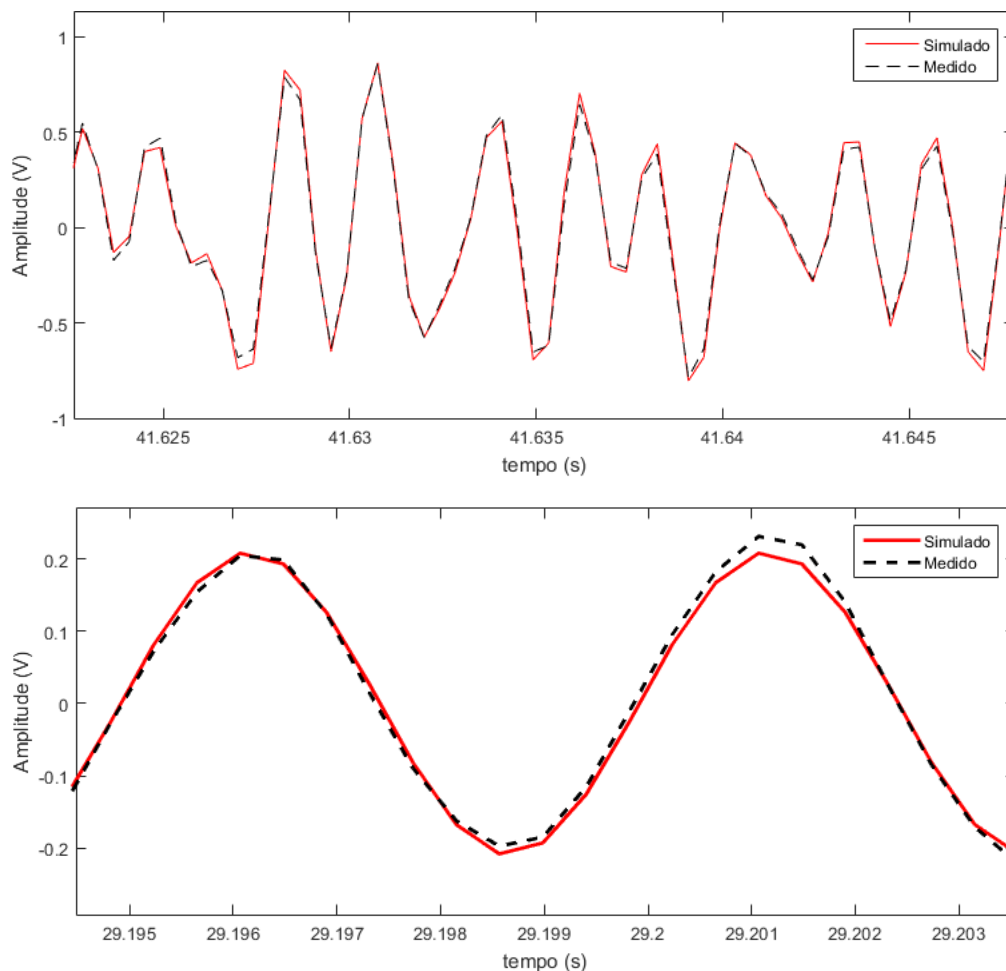


Figura 30 – Validação do caminho Secundário com ruído AWG e com senoide de 200 Hz

A coerência entre os sinais de entrada (microfone de referência) e saída (microfone de erro) é mostrada na Fig. 31, para verificar a dependência linear entre esses dois sinais. É possível notar que a curva é menor do que um em alguns valores de frequência.

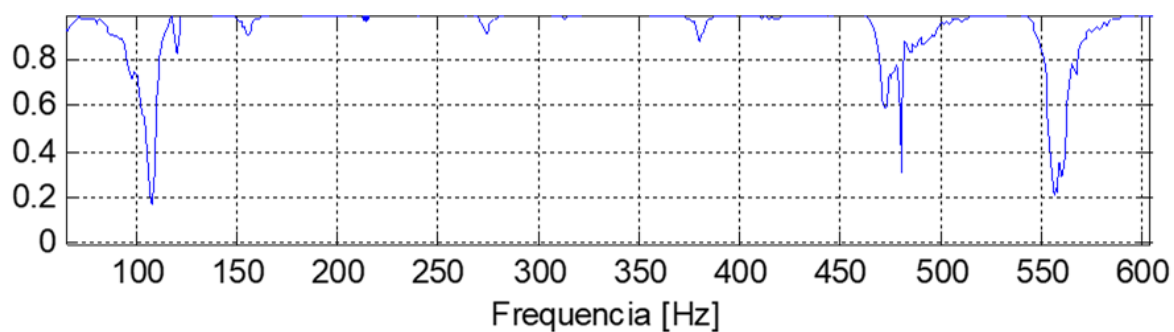


Figura 31 – Coerência entre os sinais de entrada (microfone de referência) e saída (microfone de erro) do duto com excitação AWGN.

6.3 Caminho de Realimentação

A retirada do efeito do caminho de realimentação foi testada em duas situações, sendo que na primeira, não havia nenhum sinal sonoro saindo do alto falante de referência. Portanto, ao retirar o efeito de realimentação, espera-se ter resultado zero. Obteve-se resultado para 150 e 160 Hz, sendo que em 150 Hz a componente a densidade espectral de potência ficou 18,86dB menor, ou seja, diminuiu em mais de 70 vezes. Em 160 Hz, o resultado foi ainda mais favorável à redução da componente nesta data frequência, pois diminuiu 24,84 dB, com base na subtração entre os valores -4,42 e -29,26dB, a partir da Fig.33, este resultado é equivalente a redução de ou 304 vezes em escala linear, com a conversão de escala: $10^{2,484}$. A performance no domínio do tempo para este experimento na frequência de 160 Hz é apresentada da Fig. 32, onde há a visão de todo o tempo de experimento e a visão do momento de subtração do efeito do caminho de realimentação.

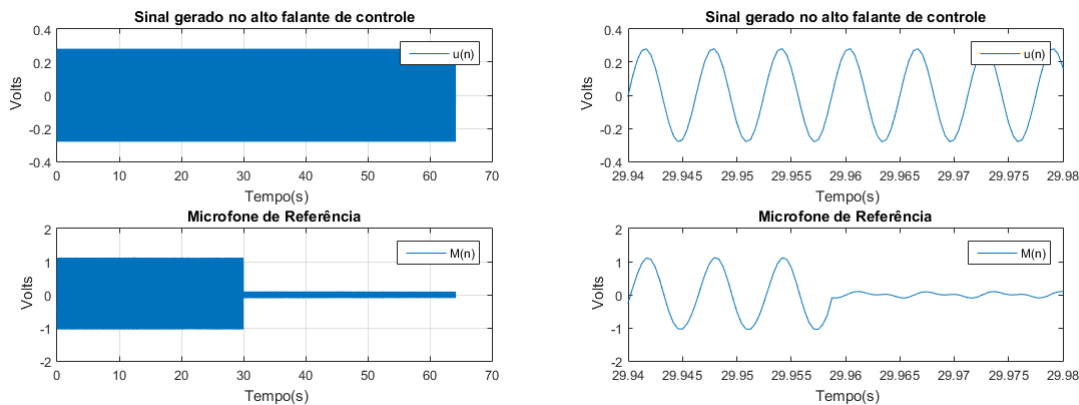


Figura 32 – Resultado da amenização do efeito do alto falante de controle sobre o microfone de referência no domínio do tempo (160 Hz).

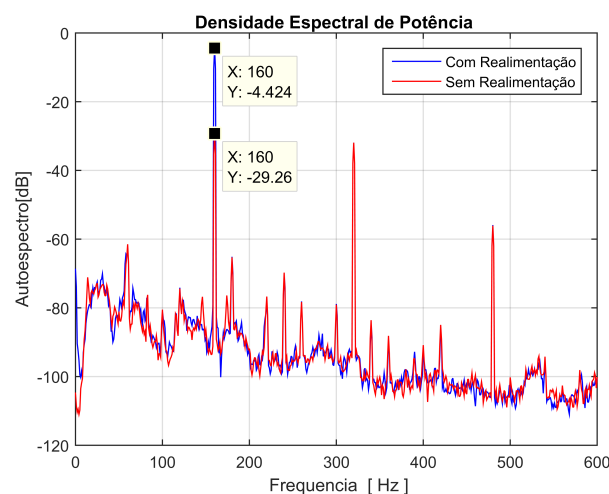


Figura 33 – Resultado da amenização do efeito do alto falante de controle sobre o microfone de referência no domínio da frequência (160 Hz).

O sinal resultante, referente ao segundo experimento, da sobreposição acústica proveniente dos dois alto falantes usados é medido no microfone de referência é mostrado na Fig. 34, juntamente com o resultado da soma de sinais gerados nas mesmas frequências de 160 e 200 Hz em simulação. Os trechos destacados nesta figura revelam que existe uma diferença entre as formas de onda do sinal medido e simulado, esta diferença poderia atrapalhar no momento de se realizar a subtração, pois, sabe-se que este resultado de sobreposição sonora do sinal de 160 Hz sobre o sinal de referência de 200 Hz é submetido a subtração do sinal de 160 Hz proveniente do modelo $\hat{F}(z)$ para que reste apenas uma leitura do microfone de referência em 200 Hz.

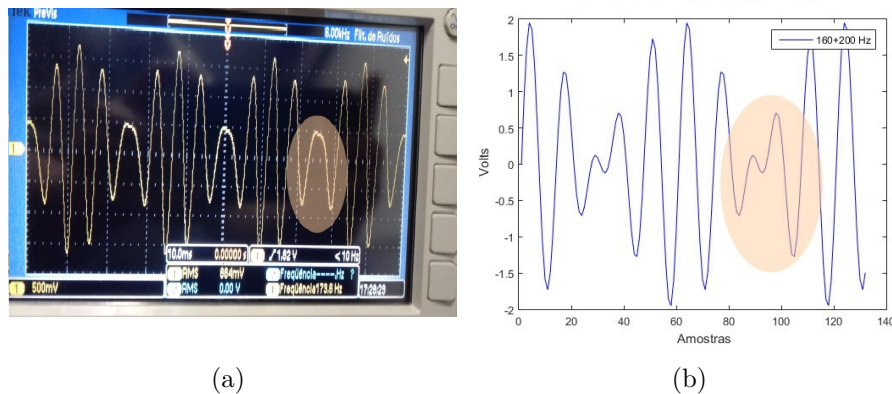


Figura 34 – Sobreposição acústica (a) e simulada (b) dos sinais senoidais de 160 Hz e 200 Hz.

A Fig. 35(a) indica a redução da componente em 160 Hz cerca de 33 dB, referente a subtração dos valores de amplitude -5,245dB e -38,71dB, na mesma figura é visto que a componente de 200 Hz não é alterada no experimento. Em observação a mesma figura em (b), um sinal simulado é gerado no DSP e sobreposto ao sinal medido no domínio do tempo para que seja notada a semelhança sinal medido com um sinal de 200 Hz.

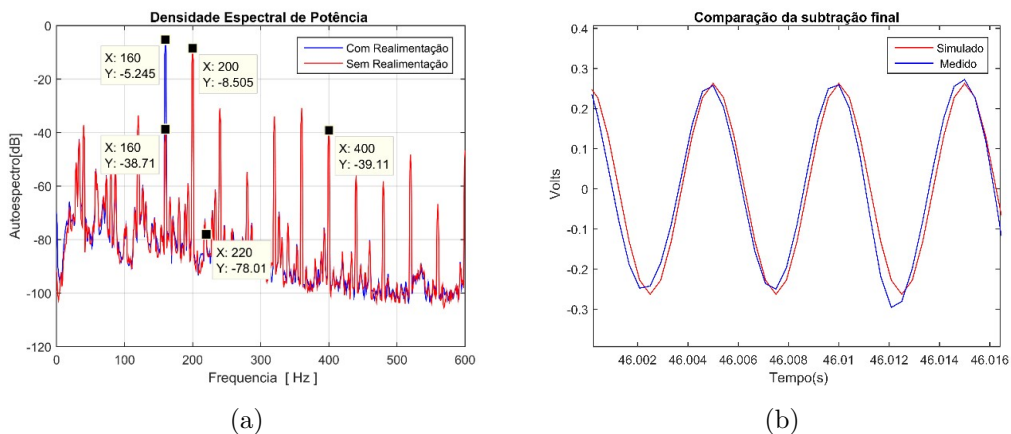


Figura 35 – (a) Microfone de referência com e sem o efeito de realimentação em 160 Hz. (b) Microfone de referência após remoção do efeito de realimentação.

6.4 Controladores

Os resultados acerca do desempenho dos controladores são obtidos em múltiplas frequências, visto que o desempenho varia com a frequência de operação. Alguns dados que relacionam o sistema no domínio da frequência são os resultados de identificação de sistema com as funções de transferência e a informação de coerência de entrada e saída no duto.

A Tabela 4 exibe os resultados de desempenho do LMS, sendo que as faixas de divergências são, em geral, relacionadas com o alto ganho de algumas frequências naturais descritas nas funções de transferência dos caminhos acústicos.

Tabela 4 – Faixas de Frequência no Controlador LMS

Frequências (Hz)	Desempenho
120 - 130	Converge
131 - 199	Diverge
200 - 214	Converge
215 - 307	Diverge
308 - 332	Converge
333 - 415	Diverge
416 - 488	Converge
489 - 538	Diverge
539 - 570	Converge
571 - 650	Instável

Não se faz necessária uma tabela para discriminar a convergência do algoritmo FxLMS, visto que converge em quase toda a faixa de aplicação, de 120 Hz a 650 Hz , exceto de 278 Hz a 290 Hz , possivelmente, por motivo da não linearidade de inserida no sistema pelo acoplamento de em Y de 45° no meio do duto. No entanto, a Tabela 5 faz uma comparação da performance dos controladores LMS e FxLMS, sendo que, ao controlador FxLMS é acrescido uma coluna de resultados de simulação.

Tabela 5 – Comparação de atenuação dos controladores

Frequência	LMS	FxLMS	
	Experimento	Experimento	Simulação
150 Hz	81,46 dB	82,14 dB	80,76 dB
250 Hz	98,13 dB	104,39 dB	111,73 dB
350 Hz	80,98 dB	76,36 dB	59,22 dB
400 Hz	87,09 dB	81,64 dB	113,52 dB
500 Hz	54,91 dB	52,47 dB	71,9 dB

Desta forma, conclui-se que o controlador FxLMS possui melhor convergência neste sistema. O FxLMS é classificado por [Deb, Kar e Chandra \(2014a\)](#) como melhor do que

LMS pela maior atenuação, mas ressalta que o tempo de convergência pode ser maior. A Fig. 36 mostra que atenuação do sinal de erro ocorre mais suavemente no controlador FxLMS do que no LMS.

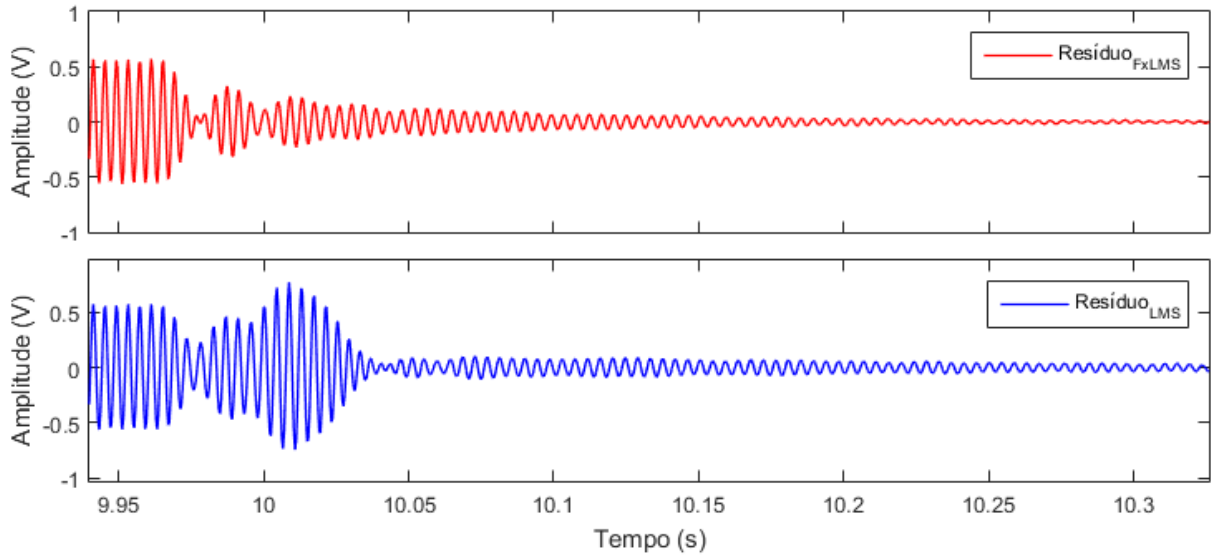
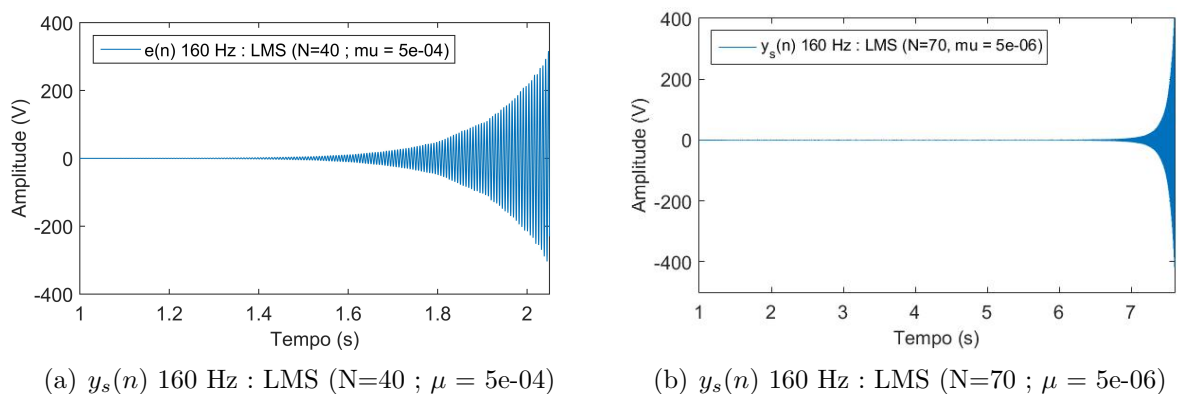


Figura 36 – Dinâmica dos controladores FxLMS em vermelho e LMS em azul sobre senoide de 250Hz

A respeito da não-convergência em algumas faixas de frequência no LMS, toma-se a frequência de 160 Hz exemplificar o sinal de controle quando diverge. Na Fig. 37, os valores do passo de adaptação μ foi variado de $\mu = 5e - 04$ para $\mu = 5e - 06$, mas o tempo para que a amplitude do sinal chegasse a escala de 1500 V só aumentou, mas o controlador não tendeu a convergir.



(a) $y_s(n)$ 160 Hz : LMS (N=40 ; $\mu = 5e-04$)

(b) $y_s(n)$ 160 Hz : LMS (N=70 ; $\mu = 5e-06$)

Figura 37 – Sinal de erro divergindo em 160 Hz com diferentes parâmetros no LMS.

A Fig. 38 é um resultado de simulação que verifica a diferença entre o sinal de controle gerado pelo controlador $y(n)$ e como ele fica durante a soma acústica $y_s(n)$ em (a), o sinal que, de fato, fica em contra fase com o ruído $d(n)$ é o $y_s(n)$, conforme é indicado em (b). O controlador FxLMS leva em consideração este efeito acústico do duto, diferente do LMS. No mesmo contexto de controle, em (c), é vista a convergência do sinal de erro.

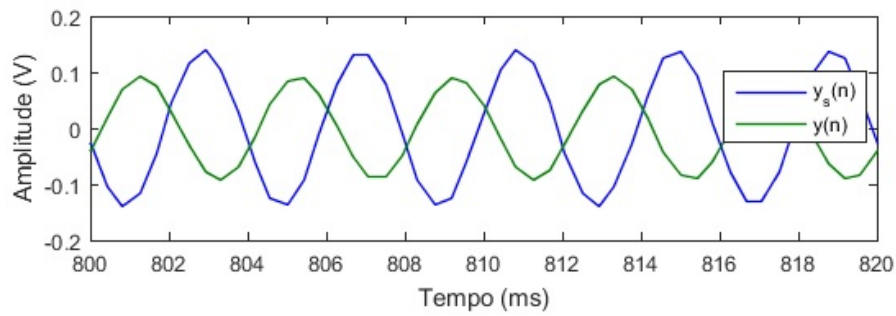
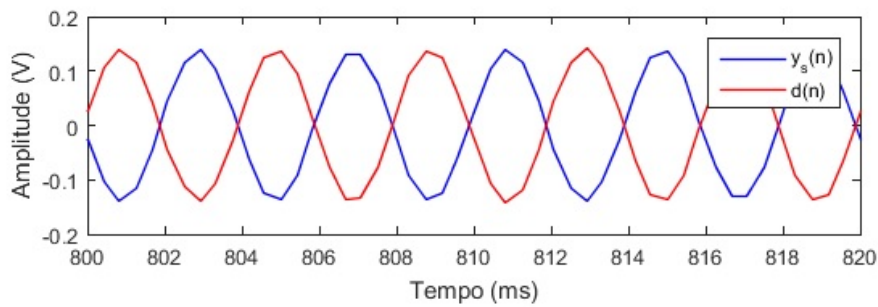
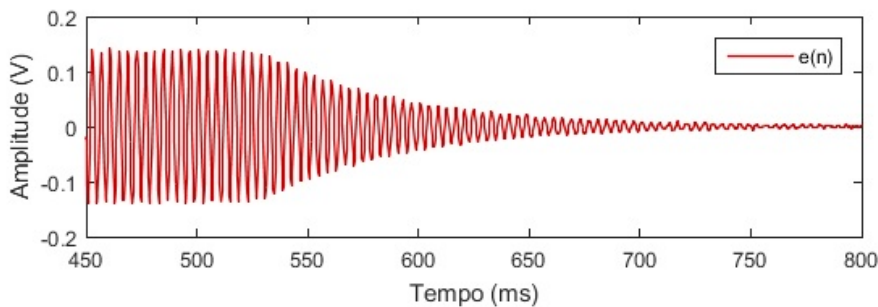
(a) Sinal de controle com e sem efeito do caminho secundário - $y_s(n)$ e $y(n)$.(b) Sinal de controle $y_s(n)$ em contra fase com ruído $d(n)$.(c) Sinal de erro residual da soma $y_s(n)$ e $d(n)$.

Figura 38 – Sinais do FxLMS com excitação em 250Hz

Ainda em relação as diversas formas de onda que o sistema possui, o resultado de simulação que aborda cenários que não podem ser medidos experimentalmente na bancada experimental, como sinal de controle $y(n)$ após o efeito de realimentação ou do caminho acústico secundário, os nomes destes sinais são $y_f(n)$ e $y_s(n)$ respectivamente, a posição destes e do sinal $d(n)$ foi visto no diagrama da Fig. 15 da descrição do sistema.

A remoção do efeito de realimentação acústica dos controladores obteve resultados relevantes de atenuação, o experimento realizado na frequência de 250 Hz obteve atenuação de 88,30 dB para o algoritmo LMS e 71,23 dB no algoritmo FxLMS, no entanto, os valores de atenuação são menores do que os resultados obtidos sem a implementação do modelo do caminho de realimentação.

As Figs. 40 e 41 mostram a performance dos controladores no domínio da frequência, em especial, as figuras indicam a diferença entre o sinal de leitura do microfone de

erro sem controle e com controle, sendo que o ruído inserido nestes casos são tonais de 250 Hz. Desta forma, é analisado o desempenho de cada controlador, LMS e FxLMS, sendo a Fig. 40 resultado de simulação do controlador FxLMS. Ambas figuras têm o mesmo aspecto de atuação do controlador sobre a frequência de operação.

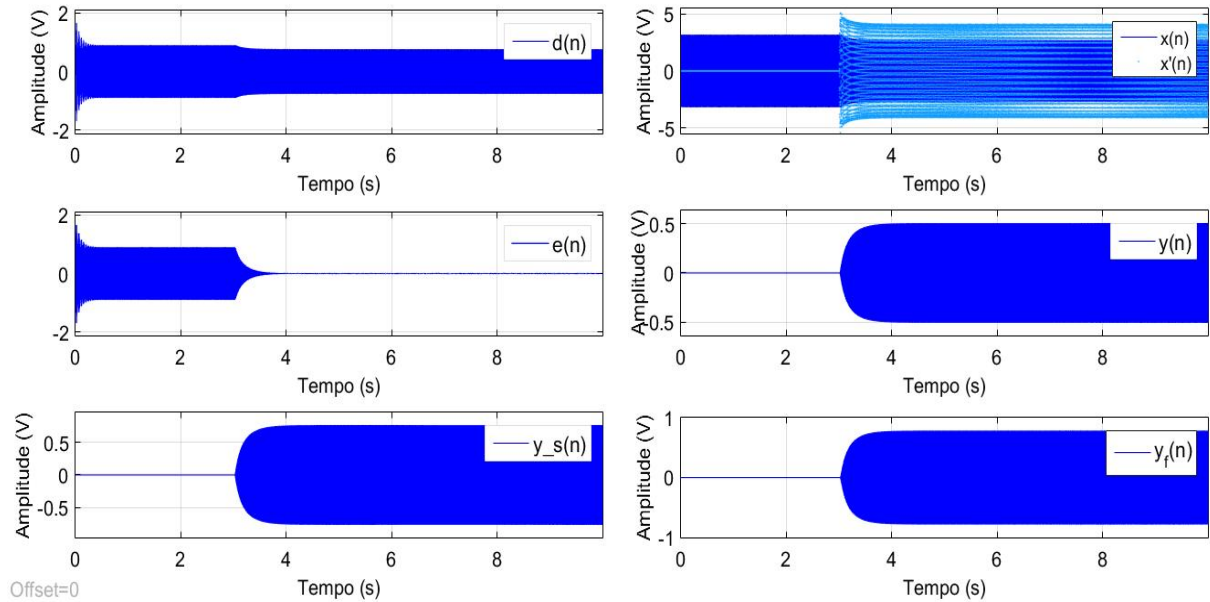


Figura 39 – Sinais do sistema com FxLMS (simulação) em 250 Hz.

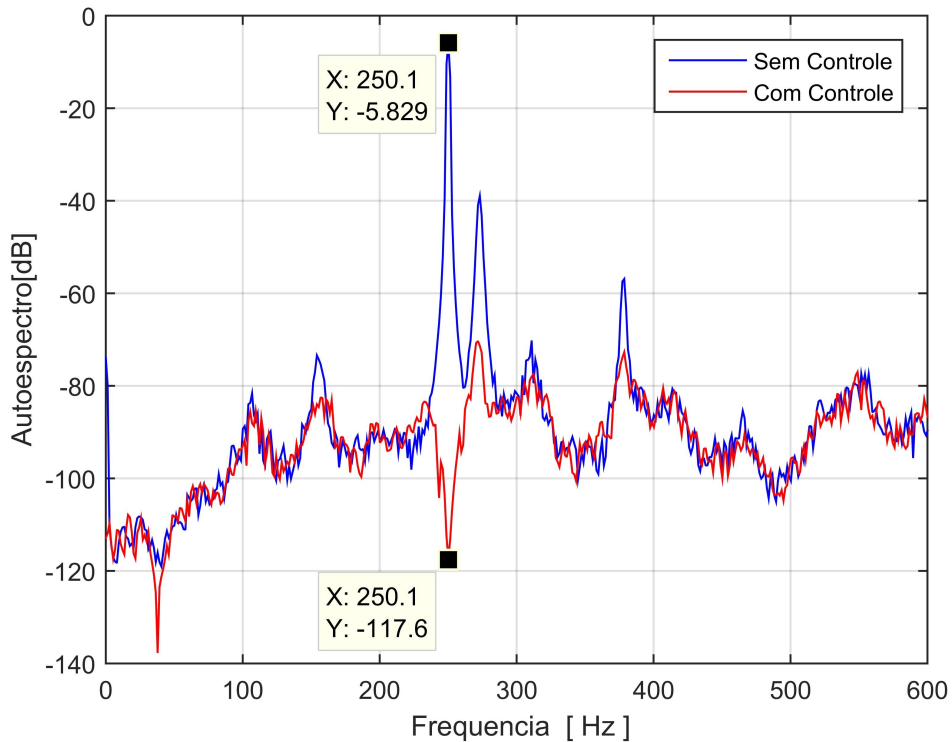
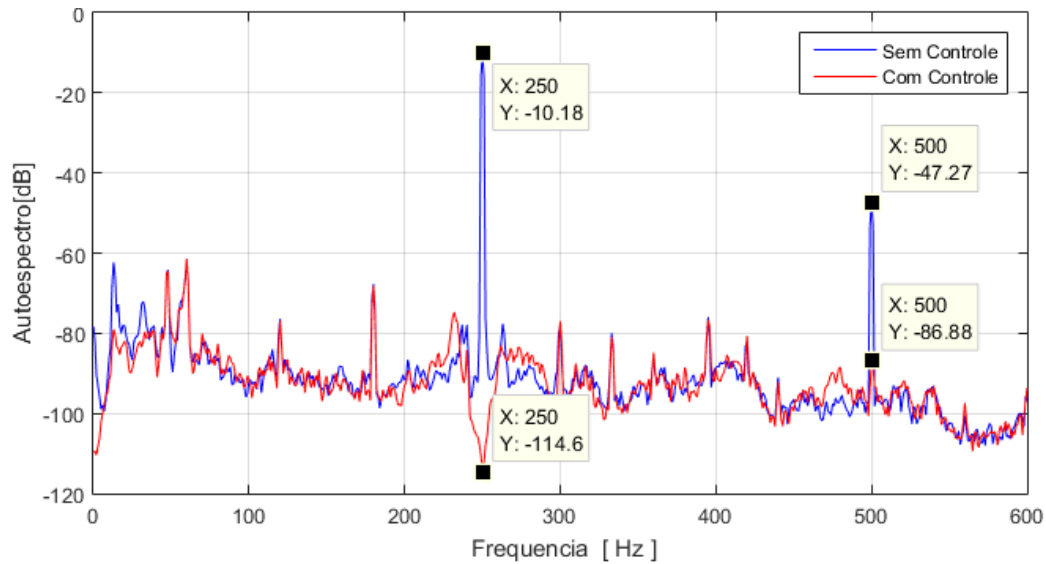
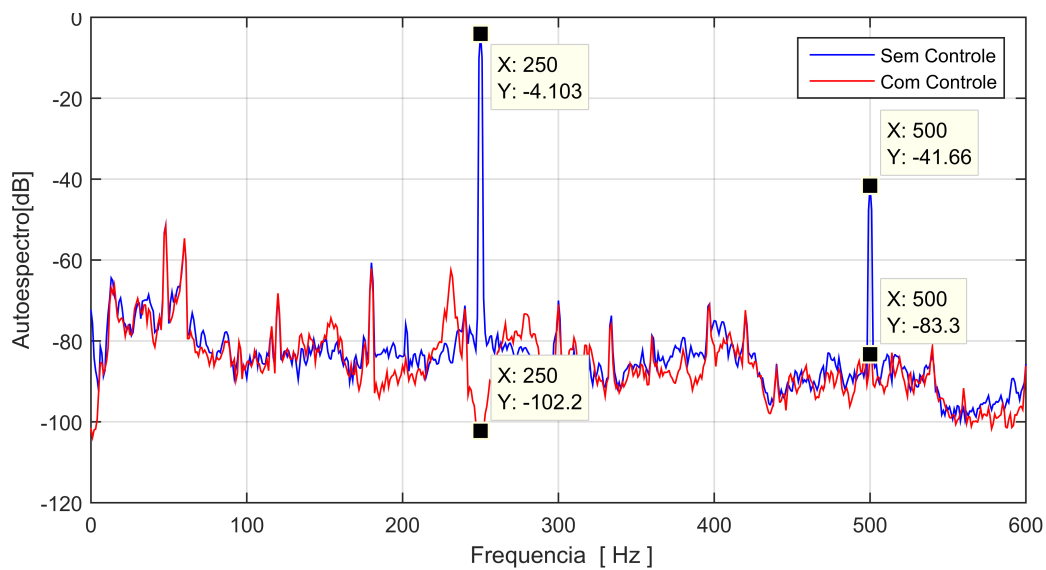


Figura 40 – DEP do sinal de erro $e(n)$ (simulação) do FxLMS em 250 Hz ($\mu = 5e - 06$ e $N = 40$).



(a) Resultado do FxLMS em 250 Hz



(b) DEP do resultado do LMS em 250 Hz

Figura 41 – Densidade Espectral de Potência do sinal do microfone de erro antes e depois da atuação dos controladores

7 Conclusões e Trabalhos Futuros

Este trabalho discutiu sobre a importância de cada elemento do sistema de CAR e verificou o funcionamento dos controladores LMS e FxLMS, enfatizando quesitos importantes, como a frequência de operação do sistema, que é limitada pela frequência de corte do duto e limitada, inferiormente, pela frequência de operação dos alto falantes, como leitura e escrita sob tempo real, utilizando o DSP TMS320C6713 com correta conversão dos valores quantizados, além da instrumentação do duto. O duto experimental foi um grande diferencial sobre a performance dos controladores, pois foi observada a sobreposição das ondas sonoras no interior do duto, diferentemente de uma simples estimativa computacional do erro, foram vistas as faixas de frequência em que o controlador não pôde funcionar.

A análise em frequência de cada resultado é importante para verificar a se o controlador não poluiu o espectro de maneira indesejada e avaliar o nível de atenuação alcançado pelo controlador, bem como o tempo de convergência. Com base na origem da formulação de cada controlador, foram construídos os algoritmos de cada controlador, inclusive a implementação da estimativa do caminho secundário com um filtro IIR, esta performance foi positiva, pois impulsionou o controlador a uma atenuação maior do que 100 dB.

Os modelos identificados dos caminhos acústicos se aproximaram da resposta do duto nos testes de validação com sinais senoidais e nos controladores, especialmente no FXLMS, o modelo do caminho secundário teve um bom desempenho com a implementação do modelo sobre a entrada $x(t)$.

O resultado da remoção do caminho de realimentação foi positivo para as frequências de 150 e 160 Hz nos testes iniciais, pois elas têm um alto ganho na resposta em frequência do caminho de realimentação. No entanto, o desempenho dos controladores na aplicação com o caminho de realimentação não foi positivo, pois acredita-se que a realimentação acústica influencia também no som que se propaga pelo duto e não só na medida do microfone de referência. De forma semelhante, a inclusão do caminho de realimentação para [Delfino \(2005\)](#) não melhorou de forma significativa a performance do controlador, sobretudo, existem métodos apresentados por [Kuo \(1999\)](#) e [Akhtar M. T.; Abe \(2007\)](#) que podem ser promissores.

Trabalhos futuros poderão implementar algoritmos de identificação online dos caminhos acústicos do duto, para dinamizar a identificação de modelos, sobretudo, para os casos que se considere que a dinâmica da planta muda. Outros testes em simulações poderão ser feitos com a utilização do modelo do curto caminho acústico entre a fonte de ruído e o microfone de referência, para abordar a função de transferência de escrita no

duto e integrar este modelo com os demais.

Técnicas preditivas de CAR que levam em consideração restrições para limitar a saída máxima do controlador, a fim de que o sinal controle não supere limites físicos de aplicação para não divergir por causa da sua atuação sair da capacidade dos equipamentos do sistema. Esta estratégia é conhecida como controle preditivo baseado em modelo (MPC). (WILLS et al., 2008).

Referências

- AKHTAR M. T.; ABE, M. K. M. On active noise control systems with online acoustic feedback path modeling. *IEEE Transactions on Audio Speech and Language Processing*, v. 15, p. 593–600, 2007. Citado 5 vezes nas páginas 15, 35, 40, 41 e 69.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *NBR 10152 Níveis de ruído para conforto acústico*. [S.l.], 1987. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 29.
- BADAN, M. A. B. C. *Microfone virtual com base no sinal vibro acústico da fonte emissora*. [S.l.], 2015. Citado na página 26.
- BISTAFA, S. R. *Acustica aplicada ao controle do ruído*. [S.l.]: Edgard Blucher, 2006. Citado na página 29.
- CAVALHEIRO, T. Avaliação de atenuadores acústicos dissipativos de dutos de sistema de ar-condicionado de aeronaves. UFSC, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, 2015. Citado na página 22.
- CHAN, Y.-J.; HUANG, L.; LAM, J. Effects of secondary loudspeaker properties on broadband feedforward active duct noise control. *Citation: The Journal of the Acoustical Society of America*, v. 134, p. 257, 2013. Citado na página 25.
- CHANG, T.-Y. et al. *Occupational Noise Exposure and Incident Hypertension in Men: A Prospective Cohort Study*. 2012. Citado na página 21.
- COSTA, M. F. G. *Estudo biomecânico do ouvido médio*. [S.l.], 2008. Citado na página 27.
- DEB, A.; KAR, A.; CHANDRA, M. A technical review on adaptive algorithms for acoustic echo cancellation. In: *2014 International Conference on Communication and Signal Processing*. [S.l.]: IEEE, 2014. Citado na página 64.
- DEB, A.; KAR, D. A.; CHANDRA, M. A technical review on adaptive algorithms for acoustic echo cancellation. In: . [S.l.: s.n.], 2014. Citado na página 23.
- DELFINO, L. C. Controle ativo de ruído em dutos utilizando processadores digitais de sinais. Universidade Federal de Uberlândia, 2005. Citado 5 vezes nas páginas 25, 36, 39, 43 e 69.
- DIAS, A.; CORDEIRO, R.; GONÇALVES, C. G. d. O. Exposição ocupacional ao ruído e acidentes do trabalho. *Cadernos de Saúde Pública*, Escola Nacional de Saúde Pública Sergio Arouca, Fundação Oswaldo Cruz, p. 2125–2130, oct 2006. Citado na página 21.
- DINIZ, P. S. R.; SILVA, E. A. B. da; NETTO, S. L. *Digital Signal Processing: System Analysis and Design*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2010. Citado 6 vezes nas páginas 29, 30, 31, 32, 33 e 43.
- ERIKSSON, L. J.; ALLIE, M. A. Use of random noise for online transducer estimate in an adaptive active attenuation system. *J. Acoust. Soc. Amer.*, v. 85, p. 797–802, 1989. Citado na página 36.

- FAN, H.; VEMURI, R. Robust adaptive algorithms for active noise and vibration control. *IEEE*, 1990. Citado na página 36.
- FARHANG-BOROJENY, B. *Adaptive filters: theory and applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons Ltd., 1998. Citado 4 vezes nas páginas 36, 37, 38 e 40.
- GARCIA-BONITO, J. Generation of zones of quiet using a virtual microphone arrangement. *The Journal of the Acoustical Society of America*, American Institute of Physics, v. 101, 1997. Citado na página 26.
- GARCIA, M.; PATINO, D.; QUINTANA, R. DSP implementation of the FxLMS algorithm for active noise control: Texas instruments TSM320C6713DSK. *2015 IEEE 2nd Colombian Conference on Automatic Control, CCAC 2015 - Conference Proceedings*, n. 18, 2015. Citado na página 25.
- GERGES, S. *Ruído: fundamentos e controle*. [S.l.]: NR LVA, 2000. Citado na página 22.
- GUPTA, A.; YANDAMURI, S.; KUO, S. M. Active vibration control of a structure by implementing filtered-X LMS algorithm. *Noise Control Engineering Journal*, v. 54, n. 6, p. 396, 2006. Citado na página 25.
- HANSEN, C. H. *Understanding Active Noise Cancellation*. 1. ed. [S.l.]: Spon Press, 2001. Citado na página 40.
- HAVELOCK, D.; KUWANO, S.; VORLÄNDER, M. *Handbook of Signal Processing in Acoustics*. 1. ed. [S.l.]: Springer, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 48.
- HAYKIN, S.; WIDROW, B. *Least-mean-square adaptive filters*. [S.l.]: John Wiley & Sons Ltd., 2003. Citado na página 37.
- JACOBSEN, F.; JUHL, P. M. *Fundamentals of general linear acoustics*. [S.l.: s.n.], 2013. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 28.
- JIANG JI GUANG; ZENG, Y. Simulation analysis and experiment research on vehicle interior adaptive active noise control system. *Applied Mechanics and Materials*, Trans Tech Publications Inc., v. 729, p. 169–174, 2015. Citado na página 22.
- KAJIKAWA, Y.; GAN, W.-S.; KUO, S. M. Recent advances on active noise control: open issues and innovative applications. *APSIPA Transactions on Signal and Information Processing*, Cambridge University Press, v. 1, 2012. Citado na página 22.
- KIM, E. Y.; KIM, B. H.; LEE, S. K. Active noise control in a duct system based on a frequency-estimation algorithm and the fx-lms algorithm. *International Journal of Automotive Technology*, v. 14, n. 2, p. 291–299, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 40.
- KINSLER, L. E. et al. *Fundamentals of Acoustics*. [S.l.]: Wiley, 1999. Citado na página 28.
- KONG, X.; KUO, S. M. Study of Causality Constraint on Feedforward Active Noise Control Systems. *IEEE Transactions on Circuits and systems—II: Analog and Digital Signal Processing*, v. 46, n. 2, p. 183–186, 1999. Citado na página 44.

- KUO, S. M. *Active noise control system and method for on-line feedback path modeling and on-line secondary path modeling*. 1999. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 69.
- KUO, S. M.; KUO, K.; GAN, W. S. Active noise control: Open problems and challenges. *1st International Conference on Green Circuits and Systems, ICGCS 2010*, n. 1, p. 164–169, 2010. Citado na página 26.
- KUO, S. M.; MORGAN, D. R. *Active noise control systems : algorithms and DSP implementations*. [S.l.]: Wiley, 1996. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 48.
- KUO, S. M.; MORGAN, D. R. Active noise control: a tutorial review. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 87, p. 943–975, 1999. Citado 4 vezes nas páginas 15, 36, 39 e 40.
- KWON, N. et al. Construction Noise Management Using Active Noise Control Techniques. 2016. Citado na página 25.
- LIMA, P. H. R.; VIEIRA, L.; OLIVEIRA, E. L. Evaluation of low cost microphones for active noise control in duct. *Revista Interdisciplinar de Pesquisa em Engenharia - RIPE*, v. 2, 2016. Citado na página 25.
- LUEG, P. *Process of silencing sound oscillations*. 1936. Citado na página 22.
- MACIEL, M. A. *Controle ativo de ruído aplicado a venezianas acústicas*. [S.l.], 2014. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 29.
- MORGAN, D. R. An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path. *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, 1980. Citado na página 39.
- MUNJAL, M. *Acoustics of ducts and mufflers*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1987. Citado na página 28.
- NORMA REGULAMENTADORA, MINISTÉRIO DO TRABALHO E EMPREGO. *NR 15 - Atividades e operações insalubres*. [S.l.], 2015. Citado na página 21.
- NORMA REGULAMENTADORA, MINISTÉRIO DO TRABALHO E EMPREGO. *NR 17 - Ergonomia*. [S.l.], 2015. Citado na página 21.
- NUÑEZ, I. J. C. O controle ativo de ruído em dutos: um estudo teórico - experimental. p. 150, 2005. Citado na página 25.
- OLIVEIRA, E. L. de. Controle ativo de ruído aplicado a dutos com propagação de modos acústicos de alta ordem via particionamento axial. Universidade Federal de Uberlândia, mar 2012. Citado 3 vezes nas páginas 25, 32 e 44.
- OLIVEIRA, J. R. de. Microfones condensadores. 2010. Citado na página 29.
- PATHAK, P. P. H. B. Fxlms algorithm for feed forward active noise cancellation. *International Journal of Advances in Electronics Engineering*, v. 2, 2012. Citado na página 34.
- RÉGIS, A. C. F. d. C.; CRISPIM, K. G. M.; FERREIRA, A. P. Incidência e prevalência de perda auditiva induzida por ruído em trabalhadores de uma indústria metalúrgica, Manaus - AM, Brasil. *Revista CEFAC*, CEFAC - Associação Institucional em Saúde e Educação, v. 16, n. 5, p. 1456–1462, oct 2014. Citado na página 21.

- SILVA, G. C. C. d. Estudo analítico e numérico do desempenho acústico de silenciadores reativos na presença de escoamento médio incompressível. 2016. Citado na página 22.
- TEXAS-INSTRUMENTS, I. *Reference Guide*. [S.l.], 2006. Citado na página 47.
- VÉR, I. L.; BERANEK, L. L. *Noise and Vibration Control Engineering, Second Edition*. [S.l.: s.n.], 2008. v. 56. Citado 5 vezes nas páginas 15, 22, 31, 32 e 33.
- WICTOR, I. C.; BAZZANELLA, S. L. Avaliação ergonômica do nível de ruído e as causas de acidentes de trabalho em empresas madeireiras. IX SEGeT 2012 - Simpósio de Excelência em Gestão e Tecnologia, 2012. Citado na página 21.
- WIDROW, B.; HOFF, M. E. Adaptive switching circuits. *IRE WESCON Convention Record*, 1960. Citado na página 36.
- WIDROW, B.; STEARNS, S. D. *Adaptive Signal Processing*. [S.l.]: Prentice-Hall, 1985. Citado na página 39.
- WILLS, A. G. et al. Model Predictive Control Applied to Constraint Handling in Active Noise and Vibration Control. v. 16, n. 1, p. 3–12, 2008. Citado na página 70.