



UNIVERSIDADE DO SUL DE SANTA CATARINA
PAULO MIRANDA DA SILVA

**CANCELAMENTO ATIVO DE RUÍDO DE ÁUDIO:
UM ESTUDO EXPERIMENTAL**

Tubarão
2023

PAULO MIRANDA DA SILVA

**CANCELAMENTO ATIVO DE RUÍDO DE ÁUDIO:
UM ESTUDO EXPERIMENTAL**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de Engenharia
Elétrica da Universidade do Sul de Santa
Catarina como requisito parcial à obtenção
do título de Engenheiro Eletricista

Orientador: Prof. Bruno William Wisintainer, Me. Eng.

Tubarão
2023

PAULO MIRANDA DA SILVA

**CANCELAMENTO ATIVO DE RUÍDO DE ÁUDIO:
UM ESTUDO EXPERIMENTAL**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado à obtenção do título de Engenheiro Eletricista e aprovado em sua forma final pelo Curso de Engenharia Elétrica da Universidade do Sul de Santa Catarina.

Tubarão, 5 de maio de 2023.

Professor e orientador Bruno William Wisintainer, Me. Eng.
Universidade do Sul de Santa Catarina

Prof. Jorge Alberto Lewis Esswein Jr, Me. Eng.
Universidade do Sul de Santa Catarina

Prof. Nathanael Gunter Prange, Ms. Eng.
Universidade do Sul de Santa Catarina

Dedico este momento importante da minha vida a Deus que me guiou nessa longa trajetória.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar quero agradecer a Aquele que me proporcionou a realização desse sonho, cursar uma graduação de Engenharia Elétrica em uma universidade de renome nacional e internacional. Deus, eu não tenho palavras nem ações que possam pagar tamanha graça, obrigado!

Agradeço a meus pais Rodney da Silva e Maria Miranda, por me ensinarem o caminho da honra e por não desistirem de mim, sou eternamente grato por todo apoio, incentivo e base familiar que são vocês. Impulsionaram-me a sonhar grande e a concretizar esse curso.

Aos meus filhos que por muitas vezes não pude dar o carinho e atenção merecida, saibam que este sonho foi pensando em vocês, para que possam se orgulhar de seu pai, e compreender a importância da educação em nossa sociedade. Obrigado por toda a força que me deram para chegarmos até aqui.

Em especial a minha amada esposa Lidiani Fontana, obrigado pela companheira que és, toda base que tens sido, sem você não teria condições de concretizar esse sonho, você foi fonte de inspiração nessa minha trajetória acadêmica.

A meus professores que me ajudaram e incentivaram no decorrer do curso, em especial ao professor Bruno que me orientou no desenvolvimento deste trabalho.

Gratidão.

“Creio firmemente em uma lei de compensação. As verdadeiras recompensas são sempre proporcionais ao esforço e aos sacrifícios feitos” (Nikola Tesla, 1920).

RESUMO

Este trabalho é um estudo experimental de métodos utilizados para realizar o controle ativo de ruído de áudio e buscou atender aos objetivos propostos de apresentar um sistema de controle ou cancelamento ativo de ruído, utilizando pesquisas anteriores e simulações aplicadas; conhecer a evolução histórica dos sistemas de cancelamento de ruídos; compreender e analisar os princípios relacionados ao funcionamento de sistemas utilizados para o cancelamento de ruídos; descrever os sistemas adaptativos de controle de ruídos apresentando os resultados da simulação realizada. Para a simulação dos algoritmos foram utilizados o dSPACE®, projetados a partir de diagrama de blocos construído no Simulink®. O experimento verificou a superposição de dois sons e o cancelamento entre eles, realizando o controle do ruído ativo em ambiente virtual, estimando os caminhos secundários e analisando o controle em tempo real. A partir do conceito de filtros adaptativos foram propostos os sistemas para controle acústico de ruído ativo e teoricamente o algoritmo *Filtered-X LMS* corresponde ao controle para experimentos realizados em ambiente virtual, em que os parâmetros são satisfatórios considerando que o modelo do caminho secundário é estacionário, mas impactados pela acústica do ambiente. Os resultados relativos à modelagem do caminho secundário apontam que para o modo *off-line* a estratégia híbrida é mais eficiente e estável que as técnicas *feedforward* e *feedback*. Na modelagem *on-line* utilizou-se o método de Eriksson que demonstrou ser mais robusto e eficiente, para controladores *feedforward* e híbrido.

Palavras-chave: Controle ativo de ruído. Filtros adaptativos. Algoritmo de controle.

ABSTRACT

This work is an experimental study of methods used to carry out active control of audio noise and sought to meet the proposed objectives of presenting an active noise control or cancellation system, using previous research and applied simulations; know the historical evolution of noise canceling systems; understand and analyze the principles related to the operation of systems used for noise cancellation; describe the adaptive noise control systems presenting the simulation results. For the simulation of the algorithms, dSPACE® was used, designed from a block diagram built in Simulink®. The experiment verified the superposition of two sounds and the cancellation between them, controlling the active noise in a virtual environment, estimating the secondary paths and analyzing the control in real time. Based on the concept of adaptive filters, systems for acoustic control of active noise were proposed, and theoretically the Filtered-X LMS algorithm corresponds to the control for experiments carried out in a virtual environment, in which the parameters are satisfactory considering that the secondary path model is stationary, but impacted by the acoustics of the environment. The results related to the modeling of the secondary path indicate that, for the offline mode, the hybrid strategy is more efficient and stable than the feedforward and feedback techniques. In the online modeling, the Eriksson method was used, which proved to be more robust and efficient, for feedforward and hybrid controllers.

Keywords: Active noise control. Adaptive filters. Control algorithm.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1– Sobreposição de dois sons com somatória nula	20
Figura 2 – Figura derivada da patente de Lueg	20
Figura 3 – Absorvedor de som eletrônico de Olson	22
Figura 4 – Sistema de controle de ruído ativo do Conover para ruído do transformador	23
Figura 5 – Propagação do som no ar	27
Figura 6 – Definição de Intensidade Sonora	28
Figura 7 – Percepção humana do som	31
Figura 8 – Modelo de sistema de cancelamento de ruído com microfone de erro	32
Figura 9 – Diagrama de blocos do filtro FIR de k coeficientes	34
Figura 10 – Diagrama de blocos do filtro adaptativo LMS	35
Figura 11 – Diagrama de blocos do filtro adaptativo FXLMS	38
Figura 12 – Diagrama de blocos do Algoritmo FXLMS	39
Figura 13 – Esquema do Filtro FIR	40
Figura 14 – Gradiente descendente	41
Figura 15 – Diagrama de blocos do filtro adaptativo FULMS	44
Figura 16 – Representação do controlador <i>feedforward</i>	46
Figura 17 – Malha de controle <i>feedforward</i>	47
Figura 18 – Sistema de Identificação de um Controlador Ativo de Ruído	48
Figura 19 – Diagrama de blocos do CAR com a Função de Transferência $S(z)$	50
Figura 20 – Diagrama de blocos do CAR com Realimentação Acústica	51
Figura 21 – Controlador Ativo de Ruído <i>Feedback</i>	52
Figura 22 – Diagrama de blocos do Controlador Ativo de Ruído <i>Feedback</i>	53
Figura 23 – Alinhamento das estruturas <i>Feedforward</i> e <i>Feedback</i>	55
Figura 24 – Sistema Híbrido de Controle Ativo de Ruído	56
Figura 25 – Estimativa <i>off-line</i> do Caminho Secundário	57
Figura 26 – Método Direto de estimativa <i>on-line</i>	59
Figura 27 – Método de Eriksson - Sistema <i>on-line</i>	61
Figura 28 – Representação do experimento de verificação da superposição	65
Figura 29 – Diferentes defasagens. a) sem defasagem. b) defasagem de $\pi/4$. c) defasagem de $\pi/2$. d) defasagem de $3\pi/4$	66
Figura 30 – Fluxo do controle ativo de ruído em ambiente virtual	67

Figura 31 – Diagrama de blocos do algoritmo implementado	68
Figura 32 – Simulações com sinal senoidal. Frequência: 500 Hz. Comprimento do filtro: 32. Passo: 0,08. Tempo de convergência: 2,27 ms.....	69
Figura 33 – Simulações com som de uma voz humana. Comprimento do filtro: 13. Passo: 0,08. Tempo de convergência: 6,8 ms	69
Figura 34 – Estimativa do caminho secundário no experimento	71
Figura 35 – Estimativa do caminho secundário em ambiente fechado. Comprimento do filtro $L = 8$	72
Figura 36 - a) Erro máximo em função do comprimento do filtro. b) Erro médio em função do comprimento do filtro. c) Variância do erro em função do comprimento do filtro.	73
Figura 37 - Estimativa do caminho secundário em ambiente aberto. Comprimento do filtro $L = 16$	74
Figura 38 -Estimativa do caminho secundário em ambiente aberto. Comprimento do filtro $L = 32$	74
Figura 39 - Configuração física do sistema	76
Figura 40 - Realização do controle em tempo real. Som de voz humana	77
Figura 41- Realização do controle em tempo real. Senoide modulada	78
Figura 42 - Realização do controle em tempo real. Som de automóvel que passava pela rua em alta velocidade.....	79

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Velocidade do som para ondas planas em vários meios	26
Tabela 2 – Algoritmo de controle LMS	37
Tabela 3 – Algoritmo de controle FXLMS.....	43
Tabela 4 – Algoritmo <i>feedback</i> FXLMS.....	54
Tabela 5 – Algoritmo <i>feedback</i> para o caminho secundário.....	58

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Equipamentos utilizados no experimento	64
Quadro 2 – Equipamentos adicionados para experimento de controle ativo on-line.	70

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANC - *Active noise control*;

CAR - *Controle ativo de ruído*;

DSP - *Digital signal processing*;

FIR - *Finite impulse response*;

FXLMS - *Filtered-X LMS*;

IIR - *Infinite impulse response*;

LMS - *Least mean square*;

MSE - Menor Erro Quadrático Médio

NI - Nível de intensidade sonora.

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Velocidade de propagação da onda acústica
D	Densidade de energia
dB	Decibel
E	Erro
$E(z)$	Transformada – z discreta do sinal do erro.
F	Frequência
$F(z)$	Função de transferência discreta de realimentação acústica
$G(z)$	Função de transferência discreta para simulação do duto acústico
Hz	Hertz
I	Intensidade Sonora
L_i	Nível de intensidade sonora
$P(z)$	Representação da função transferência da planta primária
$S(z)$	Representação da planta secundária
T	Variável de Tempo
T	Temperatura °K
T	Temperatura °C
$W(z)$	Coefficientes do filtro adaptativo
$X(z)$	Transformada z do sinal de referência
y	Sinal de controle
$y(n)$	Sinal de saída do filtro
$Y(z)$	Transformada z do sinal de controle

LISTA DE SÍMBOLOS GREGOS

ρ	Densidade da massa
μ	Coefficiente de convergência
∂	Derivada parcial
α	Fator de amostragem
σ	Desvio padrão

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	OBJETIVOS	19
2	HISTÓRICO DO CANCELAMENTO DO RUÍDO	20
2.1	PRINCÍPIO DO FUNCIONAMENTO	24
2.1.1	Propriedades do som	24
2.1.1.1	Amplitude.....	24
2.1.1.2	Frequência.....	25
2.1.1.3	Velocidade de propagação	25
2.1.1.4	Comprimento de onda	26
2.1.2	Propagação do ar	26
2.1.3	Energia do som	27
2.1.4	Intensidade sonora	28
2.1.5	Reflexão, Refração e Absorção	29
2.1.6	Percepção humana	29
3	SISTEMAS DE CANCELAMENTO DE RUÍDO	32
3.1	REGRAS DE MANSON.....	33
3.2	FILTROS ADAPTATIVOS	33
3.2.1	Filtro FIR	34
3.2.2	Algoritmo LMS	34
3.2.3	Filtro – x LMS	37
3.2.4	Filtro – U LMS	43
4	SISTEMAS ADAPTATIVOS <i>FEEDBACK</i> E <i>FEEDFORWARD</i>	45
4.1	CONTROLE ATIVO DE RUÍDO TIPO <i>FEEDFORWARD</i>	47
4.1.1	Efeitos do Caminho Secundário $S(z)$ no Controle Ativo de Ruído	49
4.1.2	Efeitos e Soluções da Realimentação Acústica	51
4.2	CONTROLE ATIVO DE RUÍDO TIPO <i>FEEDBACK</i>	52
4.2.1	Sistemas de Controle Ativo de Ruído Híbrido	54
4.2.2	Estimativa do Caminho Secundário $S(z)$	56
4.2.2.1	Estimativa <i>off-line</i> do Caminho Secundário $S(z)$	56
4.2.2.2	Estimativa <i>on-line</i> do Caminho Secundário $S(z)$	58
4.2.2.2.1	<i>Estimativa on-line pelo Método Direto</i>	59
4.2.2.2.2	<i>Estimativa on-line pelo Método de Eriksson</i>	60

5	RESULTADOS DO EXPERIMENTO	63
5.1	CONTROLE DE RUÍDO ATIVO COM SIMULINK® EM TEMPO REAL	63
5.2	VERIFICAÇÃO DA SUPERPOSIÇÃO.....	63
5.3	CONTROLE DO RUÍDO ATIVO EM AMBIENTE VIRTUAL	66
5.4	CAMINHOS SECUNDÁRIOS ESTIMADOS	70
5.5	CONTROLE DO RUÍDO ATIVO EM TEMPO REAL	75
6	CONCLUSÃO	80
	REFERÊNCIAS.....	84

1 INTRODUÇÃO

Encontrar um local isento de ruídos sonoros indesejáveis tem se tornado uma tarefa difícil, considerando que estes estão presentes em praticamente todos os ambientes, originados das mais diversas fontes, e a exposição a esses ruídos pode resultar em problemas físicos e psicológicos, além de ser uma fonte de desconforto.

A atenuação de ruídos conta com duas abordagens que atuam como forma de proteção, uma abordagem passiva e outra ativa. Passivo é um método facilmente produzido e também o mais utilizado, tratando-se de uma barreira física disposta entre o meio externo e o canal auditivo do ouvinte, com eficiência para altas frequências. Na abordagem ativa utiliza-se equipamentos eletrônicos com capacidade de gerar um sinal que assume a ação de cancelamento destrutivo das ondas, o qual se baseia na anulação das ondas pela sobreposição daquelas de magnitudes iguais e defasadas em 180°.

As técnicas denominadas de passivas são as mais utilizadas para controlar o ruído acústico que correspondem a barreiras físicas ou silenciadores (Beranek et al., 1992; Harris, 1991). Os materiais comumente utilizados são borrachas e resinas: as subestruturas mistas metal-elastômero, materiais visco elásticos, neutralizadores, isoladores (Espíndola e Lopes, 1998). Quando se trata de reduzir o ruído em banda larga de frequência o uso de silenciadores passivos costuma ser eficientes, embora o mesmo não ocorra em baixas frequências, devido às dimensões físicas dos equipamentos e os altos custos associados (Kuo e Morgan, 1999).

Uma possibilidade para o controle passivo são os controladores ativos de ruído (*Active Noise Control – ANC*). Estes comumente utilizam sensores e atuadores eletroacústicos e/ou eletromecânicos que são comandados eletronicamente para anular o ruído não desejado baseando-se no princípio da sobreposição de ondas. A estratégia é criar um antirruído, em fase oposta, mas com mesma amplitude ao ruído não desejado, que cancele o sinal ruidoso num determinado ponto ou região de interesse (Hansen e Snyder, 1997; Nelson e Elliot, 1992).

Este trabalho propõe apresentar um sistema de redução de ruído ativo para faixa de frequência entre os 100 Hz a 5 kHz e analisar o sistema ativo que se baseia no fenômeno de interferência destrutiva das ondas elásticas-mecânicas e, portanto, também no som.

Esse fenômeno ocorre quando duas ondas sonoras de mesma frequência e fases diferentes se combinam no ar, criando uma onda sonora com amplitude menor do que a onda sonora que a criou.

Considerando esse contexto definiu-se como hipótese a afirmação de que uma zona de silêncio pode ser criada onde as duas ondas estão fora de fase.

1.1 OBJETIVOS

O objetivo geral deste trabalho é apresentar um sistema de controle ou cancelamento ativo de ruído, utilizando fontes de pesquisas já realizadas e simulações aplicadas. Os objetivos específicos são: conhecer a evolução histórica dos sistemas de cancelamento de ruídos; compreender e analisar os princípios relacionados ao funcionamento de sistemas utilizados para o cancelamento de ruídos; descrever os sistemas adaptativos de controle de ruídos e apresentar os resultados obtidos com a simulação realizada.

Metodologicamente é designada de pesquisa experimental que conforme Gil (2007), estabelece um objeto de estudo, selecionando variáveis de influência no ambiente estudado, atribuindo mecanismos de controle e de observação dos efeitos que a variável produz no objeto.

O estudo usa tecnologias já existente, softwares de manipulação de áudio, bem como de circuito integrado.

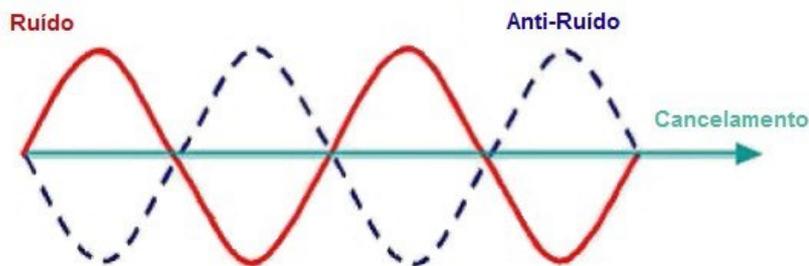
Os testes têm a finalidade de chegar ao sistema "adaptativo" quanto às variáveis do ruído a ser cancelado e que dadas as mudanças de condições ambientais afetam o campo acústico. O pressuposto é que seja um modelo analítico com características lineares, unidimensionais, invariante no tempo e de dimensão infinita.

Este trabalho está assim organizado: o capítulo 2 apresenta a evolução histórico conceitual sobre cancelamento de ruídos e os conceitos básicos da acústica; o capítulo 3 apresenta os principais sistemas de cancelamento de ruído; o capítulo 4 discorre sobre os sistemas adaptativos *Feedback* e *Feedforward*; o capítulo 5 apresenta os resultados obtidos com o experimento e finalmente o capítulo 6 traz as conclusões e os futuros desdobramentos do presente trabalho.

2 HISTÓRICO DO CANCELAMENTO DO RUÍDO

Os desafios enfrentados por pesquisadores e técnicos para controlar ruídos em faixas de baixa frequência vem sendo relatados na literatura e conforme Hansen (2003) na década de 1930 a primeira proposta de usar o cancelamento de som ativo como estratégia para controle de som em baixa frequência é de autoria de Coanda, cujas patentes datam de 1931 e 1934.

Figura 1– Sobreposição de dois sons com somatória nula

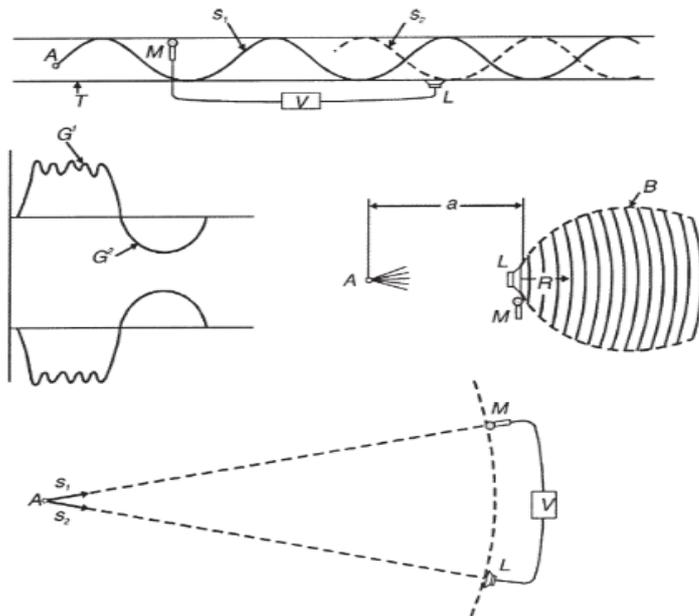


Fonte: Elliot e Nelson (1990)

Dessa forma, há um cancelamento do sinal primário ou ruído, por um sinal antirruído, de amplitude igual, fase oposta a ele e mesmo comprimento de onda através da superposição, resultando no cancelamento de ambos os sinais, representados na Figura 1.

Registros de ilustrações do princípio de cancelamento ativo de ruído em dutos de autoria de Paul Lueg (1936) é considerado, na literatura, como o marco inicial do método. De acordo com Eriksson (1996) o pressuposto era introduzir uma perturbação secundária, que seria controlada, usando uma fonte de controle ou transdutor para cancelar a perturbação primária, atenuando o som original como demonstrado na Figura 2.

Figura 2 – Figura derivada da patente de Lueg

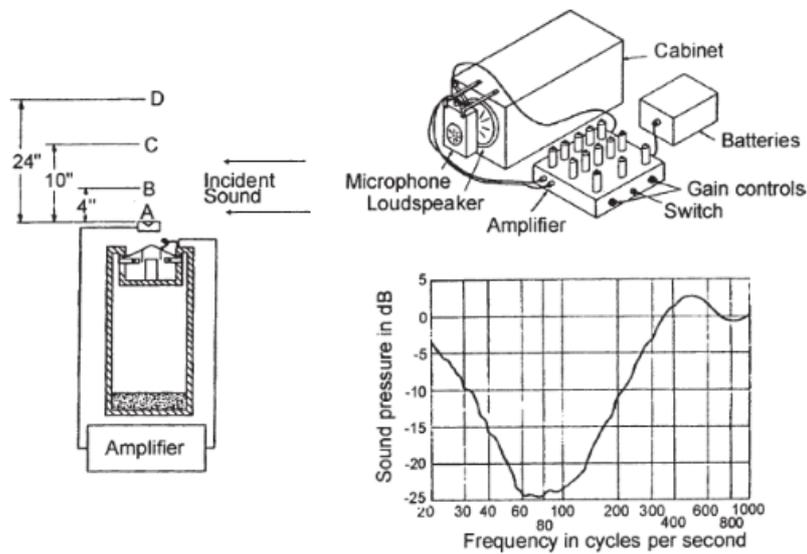


Fonte: Adaptada da Patente de Lueg, Hansen (2003)

Os sistemas apresentados por Coanda e Lueg não foram bem-sucedidos, pois ambos não apresentavam o que Hansen (2003) denominou de compensação de ganhos na atenuação do som residual.

Na década de 1953 novas tentativas foram feitas por Olson, pesquisando o cancelamento de ruído ativo em dutos e fones de proteção de ouvido por meio de controle de *feedback* (Hansen, 2000). Uma das patentes de Olson é ilustrada na Figura 3.

Figura 3 – Absorvedor de som eletrônico de Olson

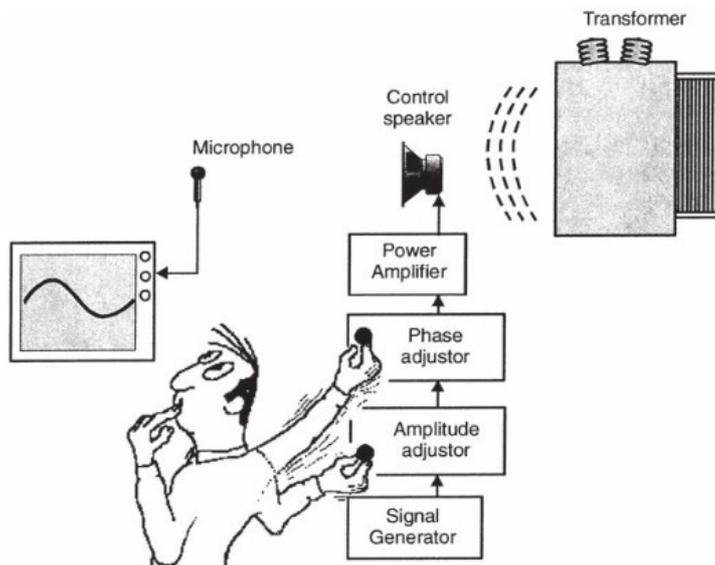


Fonte: Olson e May (1953)

Resultados referentes a redução de ruídos foram apresentados por Olson e correspondiam a faixa de frequência limitada e com instabilidade relacionada à alta frequência do ruído. Esses resultados eram condizentes com as limitações da tecnologia de controle eletrônico daquela época e do pouco conhecimento da teoria de controle que impediram sua comercialização (Hansen, 2003).

Os experimentos laboratoriais realizados em 1956 por W. Conover da *General Electric*, conforme Hansen (2000), apresentam um sistema ativo de cancelamento de ruído para transformador de tensão mostrado na Figura 4.

Figura 4 – Sistema de controle de ruído ativo do Conover para ruído do transformador



Fonte: Hansen (2000)

As pesquisas de Olson foram aperfeiçoadas no início dos anos de 1980 e produziram sistemas de *feedback* mais atualizados. Há relatos do uso de onda sintetizada para eliminar ruídos periódicos e o desenvolvimento de sistema de cancelamento de ruído em dutos utilizando a teoria de filtros adaptativos (Hansen e Snyder, 2010; Chaplin, 1980; Chaplin e Smith, 1983; Burgess, 1981).

Implementações de cancelamento de ruído em ambiente externo datam do início dos anos de 1990, dentre elas sistemas de redução de ruídos em cabine de helicópteros e aeronaves (Eriksson, 1990,1991; Hull et al., 1990, 1993; Hu, 1995).

A quantidade de material bibliográfico disponível em bases de dados e na internet sobre cancelamento e controle de ruído ativo é significativa representando um crescimento exponencial das pesquisas realizadas entre as décadas de 1970 a 1990, porém, apresenta uma queda significativa entre os anos 2000 e 2008. Essa redução é justificada parcialmente pela baixa demanda de mercado, pelos baixos investimentos em desenvolvimento de sistemas e a inter-relação com uma ampla diversidade de áreas técnicas dentre elas, a engenharia mecânica, a engenharia de materiais e eletrônica, processamento de sinais, física, acústica e muitas outras (Zuffi, 2017).

De acordo com Zuffi (2017), na atualidade, estão disponíveis uma quantidade considerável de publicações científicas e estudos sobre o tema controle ativo de ruído

demonstrando uma tendência de crescimento relacionada aos avanços da microeletrônica e a produção de microprocessadores específicos para processamento de sinais mais baratos, mais velozes e mais eficazes.

Avanços na tecnologia já permitem unir materiais inteligentes como atuadores, dentre eles o Fluoreto de Polivinilideno (PVDF) e piezelétricos que se caracterizam pela flexibilidade de acoplamento a estruturas mais complexas, suportando condições severas de temperaturas, não sofrem influência de campos magnéticos. Estão disponíveis no mercado a preços competitivos podendo ser utilizados como sensores apresentam desempenho superior aos controladores convencionais (Zuffi, 2017).

Portanto, com o objetivo de desenvolver as formulações analíticas para o modelo proposto neste trabalho, torna-se necessário introduzir os principais conceitos relacionados a acústica.

2.1 PRINCÍPIO DO FUNCIONAMENTO

O princípio do cancelamento de ruídos acontece através do fenômeno físico som. Considerando apenas a propagação em meio gasoso, pode-se definir um som, uma onda sonora ou uma onda acústica como uma onda de compressão longitudinal que se propaga em algum meio elástico (Halliday, Resnick e Walker, 2008).

A propagação do som apresenta várias características importantes para a compreensão dos fenômenos observados no escopo deste trabalho.

2.1.1 Propriedades do som

As ondas podem ser caracterizadas por algumas grandezas como: amplitude, frequência, velocidade e comprimento.

2.1.1.1 Amplitude

Que caracteriza o máximo afastamento da partícula do meio em relação a posição de equilíbrio e está relacionada com a energia que pode transportar (Nascimento, 2019).

2.1.1.2 Frequência

Denominada como o número de vezes que as variações de pressão se repetem por segundo num dado ponto no espaço (Jewett e Serway, 2014).

2.1.1.3 Velocidade de propagação

Dependendo das características do meio como temperatura, umidade e pressão, também influem na velocidade de propagação (Halliday, Resnick e Walker, 2008).

A velocidade de propagação do som em um sólido é muito maior do que em um gás devido à proximidade das moléculas (Nascimento, 2019). As características físicas como som em um gás dependem do seu peso molecular e de sua temperatura, segundo a equação:

$$c = \sqrt{\frac{\gamma \cdot RT}{M}} \quad (1)$$

Onde:

$\gamma = \frac{C_p}{C_v}$ Para gases diatômicos (como o ar). Onde C_p é a capacidade térmica a pressão constante e C_v é a capacidade térmica a volume constante;

$R = 8.31 \text{ J/mol}\cdot\text{K}$, constante dos gases;

$M =$ massa de 1 mol em kg/mol = 0,0288 kg/mol para o ar e

$T =$ temperatura absoluta em K.

A velocidade do som calculada na expressão em c é aproximada quando os valores das temperaturas são parecidos com os valores da temperatura ambiente.

$$c = 332 + 0,608T \quad (2)$$

Onde T é a temperatura ambiente em °C e c está em m/s. por exemplo, para uma temperatura $T = 20^\circ\text{C}$ a velocidade do som resulta em $c=344 \text{ m/s}$.

Estas perturbações não se propagam somente nos gases, mas também em qualquer meio elástico, como os líquidos e os sólidos. Na tabela 1 é apresentada a velocidade do som em vários meios para ondas planas:

Tabela 1 – Velocidade do som para ondas planas em vários meios

Meio de Propagação	Velocidade [m/s]
Ar a 0 °C	332
Ar a 20 °C	344
Anidrido Carbônico	260
Hidrogênio	1294
Água a 20 °C	1482
Álcool etílico a 20 °C	1170
Vapor a 100 °C	405
Aço	5200
Alumínio	5000
Bronze	3480
Granito	3950
Madeira	4000
Chumbo	1190
Vidro	5000

Fonte: Beranek (1992)

2.1.1.4 Comprimento de onda

Distância física entre dois picos de compressão, estando por tanto relacionado com a velocidade de propagação do som e sua frequência.

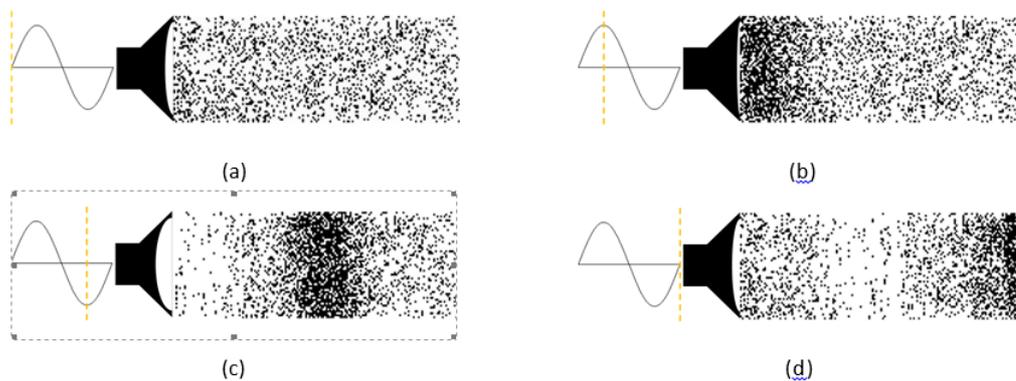
$$\lambda = \frac{v}{f}$$

(3)

2.1.2 Propagação do ar

O ar em circunstâncias normais é um fluido composto de átomos e moléculas, doravante denominados partículas, e vários elementos são distribuídos uniformemente no espaço tridimensional na forma de gás (Halliday, Resnick e Walker, 2008), conforme apresentado na Figura 5.

Figura 5 – Propagação do som no ar



Fonte: Fastl e Zwicker (2007)

Na Figura 5 pode-se observar os efeitos dos alto-falantes que convertem sinais elétricos em ondas sonoras. Considerando a condição inicial na Figura 5a onde o alto-falante está ocioso e o sinal elétrico aplicado é zero, com o aumento da amplitude do sinal demonstrado na Figura 5b, o cone do alto-falante se move da esquerda para a direita.

Bolhas se movendo na mesma direção e propagam-se longitudinalmente. Essa transferência de energia cria uma região de compressão que persistirá na mesma direção, perdendo intensidade da dissipação de energia à medida que se desloca. Da mesma forma, quando o alto-falante é submetido a sinais elétricos de amplitudes opostas, o momento transmitido às partículas tem direções opostas, resultando em uma região esparsa como mostrado na Figura 5c.

Portanto, o movimento do alto-falante faz com que a compressão e áreas esparsas no ar se propaguem longitudinalmente no espaço. Nota-se que embora a onda se propague no espaço, a posição média de cada partícula não muda, reforçando o fato de que o meio é elástico referenciado na Figura 5a e 5d.

2.1.3 Energia do som

Os sistemas acústicos são casos particulares dos sistemas mecânicos, onde a energia acústica pode ser decomposta em energia potencial e energia cinética. Na situação de variação da posição do campo acústico, a melhor descrição de sua energia é partindo da densidade de energia D , ou da energia contida em cada ponto por unidade de volume, em que ρ é a densidade da massa (Beranek, 1992).

$$D = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot V^2 + \frac{1}{2} \cdot \frac{\rho^2}{\rho \cdot C^2} \quad (4)$$

Na equação 4, o primeiro termo corresponde à energia cinética e o segundo a energia potencial. A função da posição e do tempo correspondem a densidade de energia. No caso de uma onda plana (na qual a pressão é constante sobre os planos perpendiculares à direção de propagação), ambos termos se tornam iguais, assim:

$$D_{plana} = \frac{\rho^2}{\rho \cdot C^2} \quad (5)$$

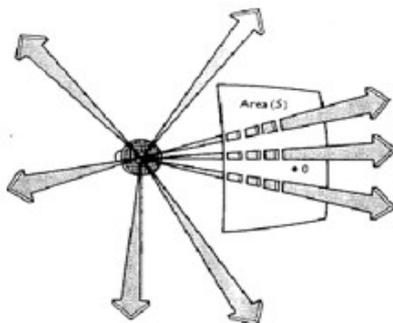
Como se pode observar nesta equação a energia de uma onda plana é proporcional ao quadrado da pressão.

2.1.4 Intensidade sonora

Define-se a intensidade I [Watts/m²] de um som como a potência que atravessa uma unidade de área de espaço na sua direção normal expressa conforme a equação 6 e a Figura 6:

$$I = \frac{W_a}{S} \quad (6)$$

Figura 6 – Definição de Intensidade Sonora



Fonte: Fastl e Zwicker (2007)

A potência acústica total que percorre a área S está contida em W_a . A intensidade sonora num ponto é um vetor, sendo por tanto dependente da direção,

quando estão presentes mais do que uma fonte sonora, a intensidade num ponto em qualquer direção se relaciona com P naquela direção pela equação:

$$I = \frac{P}{\rho \cdot c} \quad (7)$$

Onde ρ é a densidade da massa do meio em Kg e c a velocidade de propagação do som no meio em m/s . Quando uma onda sonora não se propaga em um "campo aberto" e assim encontra obstáculos em seu caminho natural, pode ocorrer três fenômenos sendo reflexão, refração e absorção, ou qualquer combinação dos três.

2.1.5 Reflexão, Refração e Absorção

A reflexão de uma onda ocorre quando ela encontra um obstáculo, que reflete sua energia em uma direção diferente da original como um espelho. Superfícies leves e lisas que refletem ondas sonoras refletirão ondas sonoras em ângulos simétricos ao ângulo de incidência (Jewett e Serway, 2014).

O fenômeno da refração da onda consiste na transferência da energia da onda para um meio adjacente ao primeiro meio que se propaga e possui uma velocidade de propagação diferente. A razão da velocidade de propagação do segundo meio para o primeiro meio é igual a razão do seno do ângulo de incidência e do ângulo de refração (Kinsler, 1982).

No caso de absorção, contrariamente ao anterior, a energia das ondas sofre. Quando uma onda sonora colide com um meio absorvente, este retira energia na proporção da energia que a compõe, ou seja, quanto mais energia a onda possui, mais ela é removida. A energia absorvida também é proporcional ao coeficiente de absorção (propriedade do meio) e ao espaço percorrido pela onda (Jewett e Serway, 2014).

2.1.6 Percepção humana

A percepção do ouvido humano em relação ao som, refere-se principalmente aos conceitos de tom e volume.

O tom é relativo a percepção da frequência, enquanto o volume refere-se à percepção da intensidade do som. Portanto, a percepção do som depende não apenas do valor da amplitude física do som, mas também depende em grande parte da compreensão da pessoa que ouve o som (Beranek, 1992).

A intensidade do som é uma quantidade física que mede a potência média de um determinado som por unidade de área, e sua unidade SI é W/m^2 (watts por metro quadrado). Dada a ampla gama de valores de intensidade que o ouvido humano pode captar, optou-se por usar uma escala logarítmica medida em fon ou dB (decibéis). Além disso, as escalas fazem mais sentido com base na intuição sobre volume. Por exemplo, quando uma motocicleta em movimento está próximo a outra, percebe-se uma diferença muito menor do que quando a primeira motocicleta é ligada, em um ambiente silencioso. Em uma escala logarítmica, isso também é o oposto de uma escala linear (Davis et al., 2013).

A intensidade de decibéis L_1 é dada conforme equação (8):

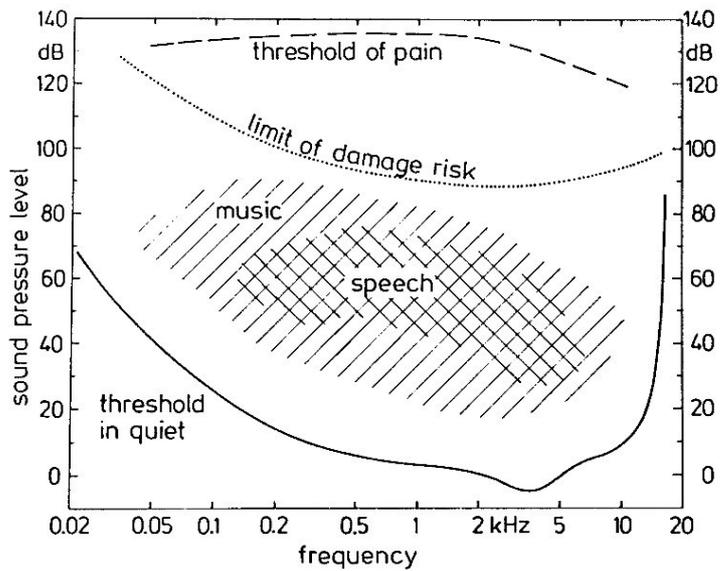
$$L_1 = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{I}{I_0} \right) \quad (8)$$

onde I_0 é o menor som audível $10^{-12} W/m^2$.

Embora não haja um valor totalmente universal para as capacidades do ouvido humano, é geralmente aceito ouvir frequências entre 20 Hz a 20 kHz.

Em relação ao volume, concorda-se que o menor som audível portanto, zero decibéis é $10^{-12} W/m^2$. A partir de 120 dB ou $1 W/m^2$ passa a causar dano ao ouvido. A percepção de volume do ouvido humano também é espectralmente inconsistente e a capacidade de fala se limita a frequências entre 100 Hz e 5 kHz.

Figura 7 – Percepção humana do som



Fonte: Nelson e Elliott (1992)

A Figura 7 é um esquema aproximado da percepção auditiva. A linha inferior representa o limiar de sensibilidade, enquanto a linha superior representa o limiar de dor. As áreas indicadas pelas barras duplas referem-se as frequências comumente encontradas em vocais e música.

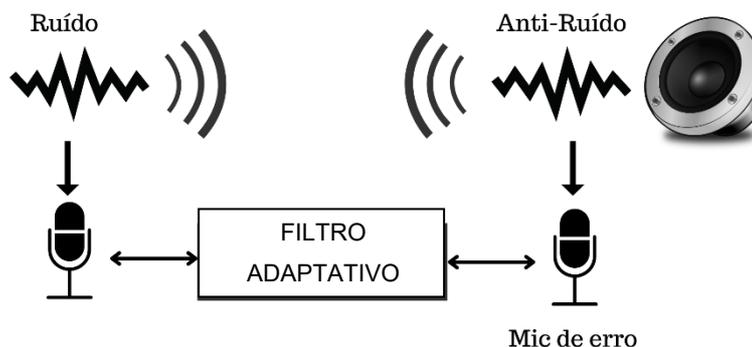
3 SISTEMAS DE CANCELAMENTO DE RUÍDO

Os sistemas de cancelamento ou redução de ruído são baseados no princípio da sobreposição de ondas e da interferência destrutiva resultante do ruído.

Para que isso ocorra é necessário reproduzir o som com defasagem da fase em 180° com o som a ser cancelado (Kuo e Morgan, 1999).

Na prática, o som a ser removido não é estático, ou seja, suas propriedades mudam com o tempo. Então, é preciso obter o som a ser cancelado. Este som passará por um processo em um filtro que permitirá que os alto-falantes o reproduzam de forma a retirar o som no ponto desejado (Sathler, 2009). Pode-se ver na Figura 8 um exemplo desse componente onde o microfone que capta esse som é chamado de microfone de referência.

Figura 8 – Modelo de sistema de cancelamento de ruído com microfone de erro



Fonte: Elaborado pelo autor (2022)

Além das características do ruído, as características do canal de propagação do som também mudam com o tempo. Isso significa que o filtro citado não pode ser estático, ou seja, ele deve se adaptar iterativamente ao canal. Existem várias maneiras de atualizar esse filtro. No entanto, a maneira mais eficiente é usar um filtro adaptativo. Esses filtros se baseiam na aquisição de outro sinal para que possam trabalhar em malha fechada com o sinal de erro (Sathler, 2009). A representação de um sistema de cancelamento de ruído é demonstrada na Figura 8.

No caso dos filtros adaptativos digitais, essa característica envolve a alteração dos coeficientes constituintes do filtro implementado em um processador de sinal

digital (DSP) buscado por sintonia, minimizando o ruído do sistema (Clarkson, 1993; Goodwin e Sin, 1984). Nesses procedimentos, o filtro mais utilizado é o tipo resposta-a-resposta. Resposta de Impulso Finita (FIR) e Resposta de Impulso Infinita (IIR), o mecanismo mais comumente usados para ajustar os coeficientes do filtro é o algoritmo LMS (Widrow et al., 1981 e 1985).

3.1 REGRAS DE MANSON

A partir de um diagrama de fluxo de uma função de transferência de um sistema se determina o diagrama de fluxo do sinal, por meio da regra de Manson. Esta regra é aplicada nos casos em que é difícil determinar a função de transferência equivalente de um diagrama de blocos usando a álgebra de blocos (Ribeiro, 2001).

A função de transferência, $C(s)/R(s)$, de um sistema em um diagrama de fluxo de sinal é dado pela função representada na equação (9).

Onde:

$$G(S) = \frac{C(S)}{R(S)} = \frac{\sum kT_k \Delta_k}{\Delta}$$

(9)

κ = número de percursos adiante;

T_κ = ganho do κ - ésimo percurso adiante;

$\Delta = 1 - \Sigma$ (totais de ganhos das malhas individuais)

$\Delta = 1 + \Sigma$ (produto dois a dois dos ganhos das malhas disjuntas)

$\Delta = 1 - \Sigma$ (produto três a três dos ganhos das malhas disjuntas)

$\Delta = 1 + \Sigma$ (produto quatro a quatro dos ganhos das malhas disjuntas)

$\Delta = 1 - \Sigma$ (produto cinco a cinco dos ganhos das malhas disjuntas)

Δ_κ = Valor de Δ para a parte do diagrama que não toca o κ - ésimo caminho direto.

3.2 FILTROS ADAPTATIVOS

Há um grande número de filtros adaptativos baseados em FIR, Nível de Intensidade (NI) e outros filtros. No entanto, os filtros LMS e seus diversos derivados são geralmente aplicados devido às suas propriedades.

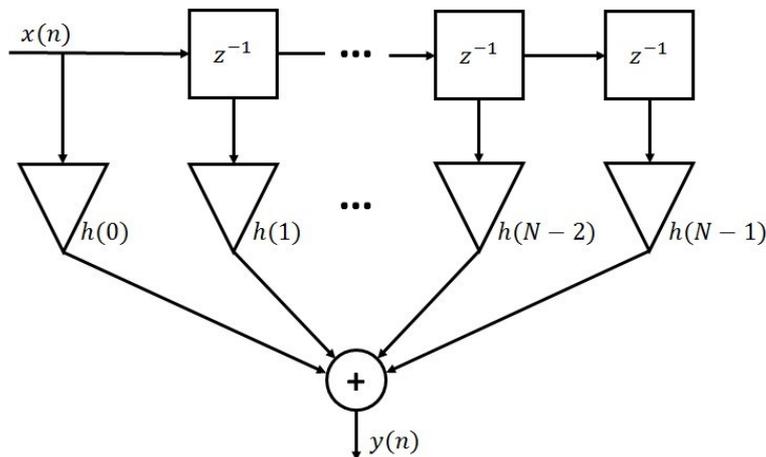
3.2.1 Filtro FIR

Os filtros FIR (*Finite Impulse Response*) são um tipo de filtro digitais com grande aplicabilidade que pode ser caracterizado pela equação diferencial (10):

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k) \quad (10)$$

Onde n é a amostra atual, $h(k)$ é o conjunto dos coeficientes que constituem o filtro e N representa a ordem do filtro.

Figura 9 – Diagrama de blocos do filtro FIR de k coeficientes



Fonte: Elliot e Nelson (1990)

A partir das equações, algumas especificidades dos filtros FIR se destacam. Primeiro, é causal, ou seja, depende apenas de amostras atuais e passadas. Além disso, em cada iteração do filtro FIR, a ordem do filtro indica o número de amostras passadas consideradas e o número de multiplicações realizadas. Em cada iteração, somas $N-1$ também são realizadas.

3.2.2 Algoritmo LMS

O algoritmo LMS é baseado no ajuste do filtro FIR e na busca do menor erro quadrático médio (MSE). Este valor pode ser descrito como a expectativa matemática do quadrado do sinal de erro conforme apresentado na equação (11):

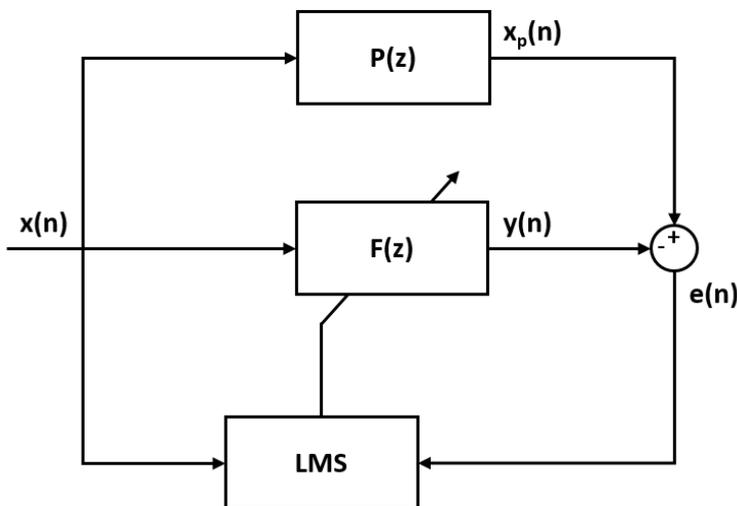
$$MSE = E[|e(n)|^2] = E[e(n)e^*(n)] \quad (11)$$

A potência de saída do sistema deve estar na mesma ordem de grandeza do sinal a ser cancelado. Se o MSE aumentar, o sistema deve responder à saída do controlador ajustando os valores de magnitude e fase. Isso é feito usando a diferença nos coeficientes de atualização:

$$f_i(n+1) = f_i(n) - \mu \frac{dMSE}{dn} \quad (12)$$

Conforme a equação (12), $f_i(n)$ é o coeficiente i do filtro f na iteração n e μ é o coeficiente que define o passo de convergência. A partir desta equação o MSE aumenta, ou seja, a derivada do MSE é positiva, o coeficiente diminui e vice-versa, tornando o sistema estável. Quando o MSE atinge seu valor mínimo, idealmente zero, o algoritmo convergiu para os coeficientes ótimos do filtro FIR.

Figura 10 – Diagrama de blocos do filtro adaptativo LMS



Fonte: Elliot e Nelson (1990)

Para entender como esse processo acontece, tem-se a Figura 10 como exemplo. $P(z)$ representa o caminho principal para o ruído atingir a zona de silêncio. O bloco de soma representa tanto o fenômeno de perturbação do ar quanto a aquisição de erro.

O sinal de erro é igual à diferença entre os sinais $X_p(n)$ e $Y_s(n)$:

$$e(n) = xp(n) - ys(n) = xp(n) - F^T x(n) = - \sum_{t=0}^{I-1} f_t x(n-t) \quad (13)$$

Onde $f^T x(n)$ representa o produto interno da referência e o filtro FIR.

Se o MSE for expresso em função de dois coeficientes específicos, obtém-se um parabolóide elíptico. Para os coeficientes i do filtro FIR, uma forma semelhante é obtida, mas em $i+1$ dimensão. Embora não visualizada, fica claro que existe apenas um ponto com o menor MSE (mínimo MSE - LMSE), e esse valor ocorre quando a derivada parcial da função em relação a cada coeficiente também é menor, para o coeficiente f_a deriva a Equação 14:

$$LMSE = \frac{\partial E[|e(n)|^2]}{\partial f_a} = 2E[e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial f_a}] = -2E[e(n) \cdot (n-a)] \quad (14)$$

Agora substituindo na Equação 15:

$$f_i(n+1) = f_i(n) - \mu \cdot (-2E[e(n) \cdot (n-a)]) \quad (15)$$

Como μ é uma constante definida pelo programa, o valor -2 pode ser eliminado, baseadas em amostras passadas e supondo que todas tenham a mesma probabilidade de ocorrência pode ser calculada usando a seguinte expressão:

$$E[g(n)] = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} g(n-i) \quad (16)$$

Onde N é o número de amostras a serem consideradas.

Para o caso mais simples desta expressão ($N = 1$) e substituindo na Equação 17, deriva-se o algoritmo LMS para atualizar os coeficientes do filtro FIR:

$$f_i(n+1) = f_i(n) - \mu \cdot e(n) \cdot (n) \quad (17)$$

O algoritmo de controle LMS é adaptativo, por fazer uma estimativa instantânea da área de desempenho, produzindo atualizações sucessivas responsáveis pelos ajustes dos coeficientes do filtro W , seus parâmetros estão na Tabela 2.

Tabela 2 – Algoritmo de controle LMS

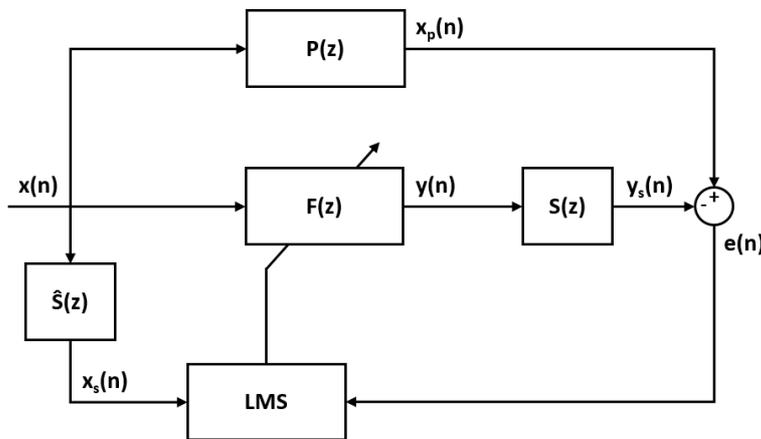
1°	Coeficiente	$W(k)_0 = 0 \text{ p/ } M+1$
	Potência	$\sigma^2(0) = 1$
2°	Parâmetro	α
3°	Calculo de saída do filtro FIR	$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} W(k)_n \cdot x(n - k)$
4°	Calculo do erro	$\varepsilon(n) = d(n) - y(n)$
5°	Estimação da potência	$\sigma^2(n) = \alpha x^2(n) + (1 - \alpha) \cdot \sigma^2(n - 1)$
6°	Cálculo do passo de Adaptação	$\mu(n) = \frac{0.1}{(M+1) \cdot \sigma^2(n)}$
7°	Atualização do coeficiente	$W(k)_{n+1} = W(k)_n + 2\mu\varepsilon(n) \cdot x(n - k)$
8°	Faça $n = n+1$	Volta ao ponto 2

Fonte: Adaptada de Nuñez (2005)

3.2.3 Filtro – x LMS

Embora em condições ideais o algoritmo LMS tenha um bom desempenho, na prática existem algumas limitações. A aquisição do sinal de erro e de referência, a reprodução do sinal cancelado, a propagação deste sinal no meio e todo o processamento necessário durante a operação do algoritmo são responsáveis pelos atrasos que afetam o desempenho da operação. Esse atraso significa que o filtro LMS está sendo executado em condições prévias, portanto, quando o som de cancelamento atingir o ponto de soma, ele estará desatualizado.

Figura 11 – Diagrama de blocos do filtro adaptativo FXLMS



Fonte: Elliot e Nelson (1990)

O filtro LMS passa a ter um novo bloco após a saída do filtro FIR, representando todos esses atrasos. A solução é estudar o canal de propagação do sinal desde a saída do filtro FIR até o erro de aquisição do microfone criando um bloco simétrico para remover o atraso induzido naquele canal. Conforme proposto por Morgan (1980), a referência convoluída com o bloco ocorre antes de calcular o LMS. Um diagrama de blocos do filtro adaptativo resultante é mostrado na Figura 11. O bloco $S(z)$ corresponde ao atraso introduzido por considerações de sistema não ideais. Os reajustes do algoritmo são feitos com base nessas condições.

Finalmente, os coeficientes do filtro FIR irão convergir para equação (18):

$$F(z) = \frac{-P(z)}{S(z)} \quad (18)$$

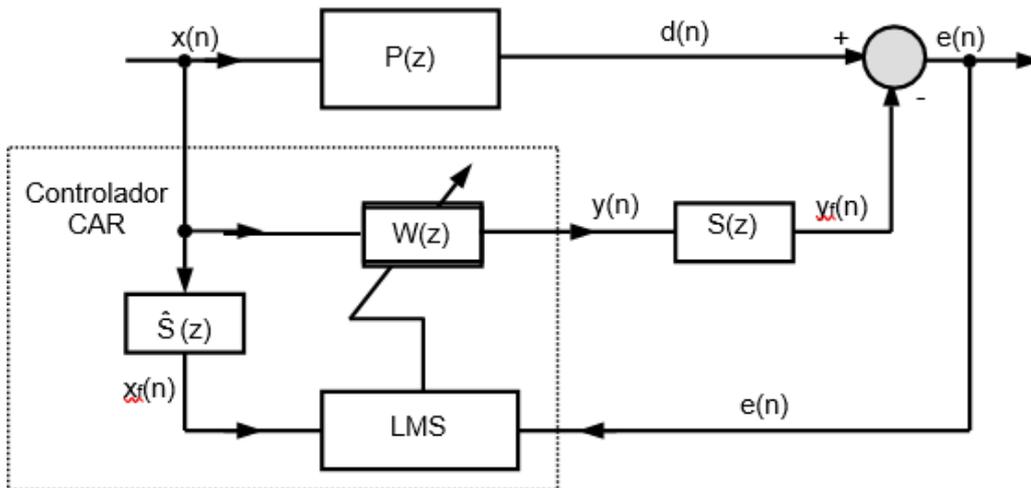
A introdução da função de transferência $S(z)$ no caminho secundário do controlador causa, no algoritmo clássico LMS de ajuste dos coeficientes do filtro $W(z)$, instabilidade no sistema de controle (Elliott et al., 1988).

Morgan (1980) propõe duas soluções para tal dificuldade, sendo primeiramente a de desenvolver um filtro inverso, $1/S(z)$, em série com $S(z)$. A segunda proposta de solução é desenvolver um filtro idêntico à $S(z)$ no caminho do sinal de referência, que ficou denominado de algoritmo filtro-X LMS (Widrow et al., 1985).

A Figura 12 demonstra o diagrama de blocos do FXLMS em que o algoritmo filtro-X LMS (FXLMS) inferido por Widrow et al. (1981) quanto ao controle adaptativo

e Burgess (1981) utilizou para equilibrar as implicações do trajeto secundário em aplicações no CAR.

Figura 12 – Diagrama de blocos do Algoritmo FXLMS



Fonte: Burgess (1981)

Onde:

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

$d(n)$ = Sinal emitido pelo microfone de erro originado da fonte de ruído (ruído primário).

$y(n)$ = Sinal de saída do controlador.

$e(n)$ = Sinal de erro.

$W(z)$ = Filtro Digital.

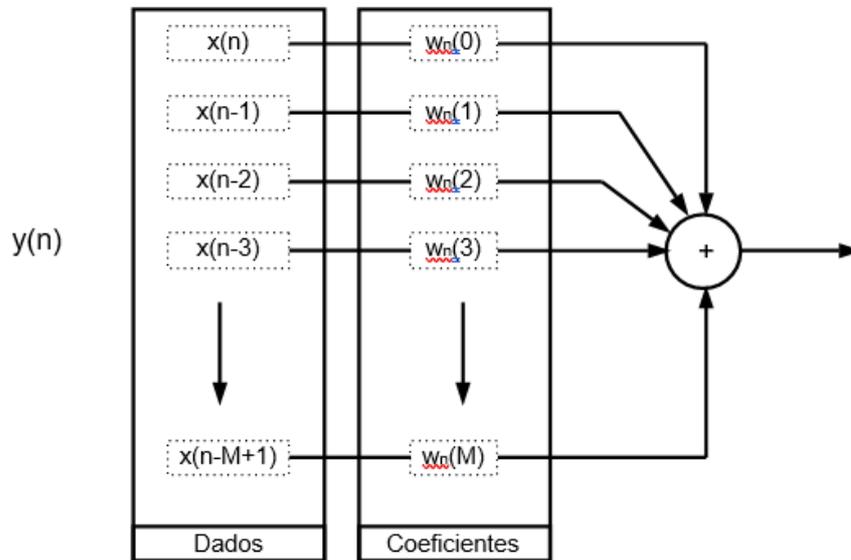
$P(z)$ = Função de transferência da fonte de ruído para o microfone de erro

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

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

A saída $y(n)$ do algoritmo ilustrado na Figura 12 é calculada a partir de um filtro FIR. A configuração deste filtro é mostrada na figura 13.

Figura 13 – Esquema do Filtro FIR



Fonte: Burgess (1981)

Assim:

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

(19)

Desta maneira o erro residual $e(n)$ da Figura 12 é expresso como:

$$e(n) = d(n) - \sum_{k=0}^M w(n)(k) \cdot x(n-k)$$

(20)

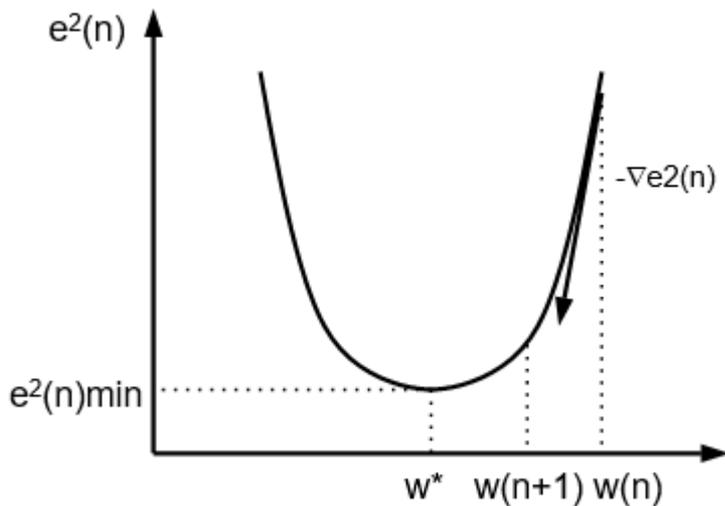
Demonstrando o erro residual $e(n)$ da Figura 13 expresso como:

$$e(n) = d(n) - \sum_{k=0}^M w(n)(k) \cdot x(n-k)$$

(21)

A maioria dos algoritmos adaptativos faz uso de técnicas do gradiente descendente na busca pelos coeficientes ótimos do filtro adaptativo $w(n)$. Nesta abordagem, a direção de busca pelos coeficientes ótimos é determinada pela direção oposta à do gradiente do erro conforme ilustra a Figura 14.

Figura 14 – Gradiente descendente



Fonte: Burgess (1981)

Assumindo uma função de custo, o filtro adaptativo procura minimizar o erro quadrático instantâneo definido como:

$$\hat{\epsilon}(n) = e^2(n) \quad (22)$$

Os coeficientes do filtro são dados por:

$$w(n+1) = w(n) - \frac{\mu(n)}{2} \nabla \hat{\xi}(n) \quad (23)$$

Isto é, o coeficiente na iteração seguinte é calculado a partir dos valores da iteração atual, menos o gradiente do erro quadrático instantâneo multiplicado por uma constante $\mu(n)$ denominada passo de adaptação. O gradiente do erro médio quadrático instantâneo é derivado com respeito a cada um dos coeficientes $w(n)$ do filtro, assim, $\nabla \hat{\xi}(n) = \nabla e^2(n) = 2 \cdot e(n) \cdot [\nabla e(n)]$

Da Equação 21 tem-se, $\nabla e(n) = -s(n) * x(n) = -x_f(n)$, onde :

$x(n) \approx [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-M+1)]^T$, o que permite escrever:

$$\nabla \hat{\xi}(n) = -2 \nabla X_f(n) \cdot \nabla e(n) \quad (24)$$

Substituindo a Equação 24 em 23 obtém-se a expressão final de atualização dos coeficientes segundo o algoritmo FXLMS:

$$w(n+1) = w(n) - \mu(n) \cdot x_f(n) \cdot e(n) \quad (3.11) \quad (25)$$

Onde $\mu(n)$ é a etapa adaptativa, que pode ser ou não constante interferindo nas variáveis de estabilidade e convergência do algoritmo.

A metodologia adaptativa para o cálculo do coeficiente $\mu(n)$ é demonstrada a seguir e Widrow et al., (1985) analisa os valores limites para o passo de adaptação propondo:

$$0 < \mu(n) < \frac{1}{(M+1) \cdot \sigma^2(n)} \quad (26)$$

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

$$\mu(n) = \frac{0,1}{(M+1) \cdot \sigma^2(n)} \quad (27)$$

Este método de cálculo do passo de adaptação exige a identificação da potência do sinal de entrada. Esta potência $\sigma^2(n)$ pode ser estimada através de um algoritmo recursivo, segundo a seguinte expressão (Olivares, 1998):

$$\sigma^2(n) = \alpha \cdot x^2(n) + (1 - \alpha) \cdot \sigma^2(n-1) \quad (28)$$

A função de N é dada pelo parâmetro α , que corresponde a amostragem de $x_f(n)$:

$$\alpha = \frac{1}{N} \quad (29)$$

Em aplicações práticas, $S(z)$ é desconhecida, mas pode ser estimada a partir de um filtro $S^*(n)$. Desta maneira o sinal de referência filtrado x_f é estimado no caminho secundário como:

$$x(n) = S^*(n) \cdot x(n)$$

(30)

FXLMS converge mesmo para erros de aproximadamente 90° de defasagem entre $\hat{S}(z)$ e $S(z)$.

De forma resumida a Tabela 3 apresenta o fluxo de execução do algoritmo de controle do filtro FXLMS cuja configuração se destaca em aplicações de controle ativo de ruído acústico e vibrações.

Tabela 3 – Algoritmo de controle FXLMS

1°	Coeficiente:	$W(k)_0 = 0 \text{ p/ } M+1$
	Potência:	$\sigma^2(0) = 1$
2°	Leitura:	$x(n)$ e $e(n)$
3°	Parâmetro:	α
4°	Calculo de saída do filtro FIR:	$Y(n) = \sum_{K=0}^{M-1} W(k)_n x(n-k)$
5°	Calculo da entrada Filtrada:	$X(n)_f = \sum_{k=0}^{M-1} S^*(k)_n \cdot x(n-k)$
6°	Estimação da potência de $X_f(n)$	$\sigma^2(n) = \alpha x^2(n) + (1 - \alpha) \cdot \sigma^2(n-1)$
7°	Cálculo do passo de Adaptação:	$\mu(n) = \frac{0.1}{(M+1) \cdot \sigma^2(n)}$
8°	Atualização do coeficiente:	$W(k)_{n+1} = W(k)_n - \mu(n) \cdot e(n) \cdot X_f(n-k)$
9°	Faça $n = n+1$	Volta ao ponto 2

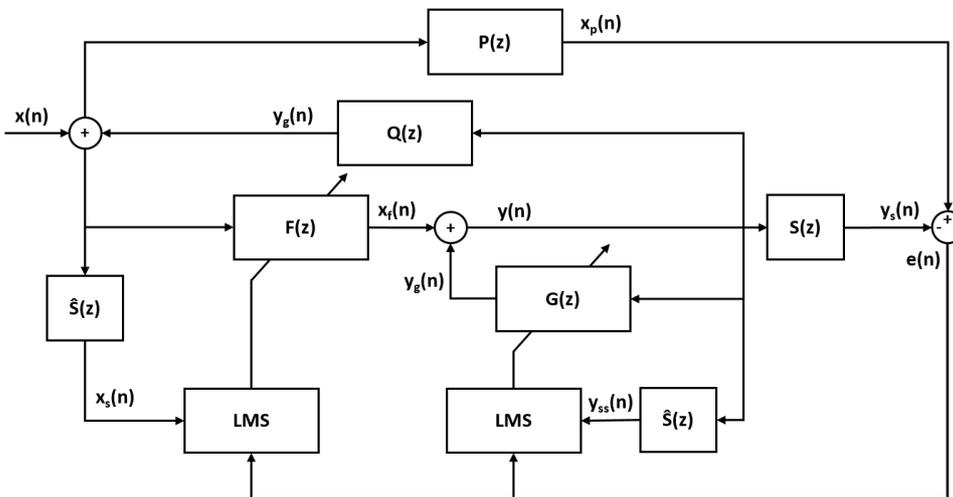
Fonte: Adaptada de Nuñez (2005)

3.2.4 Filtro – U LMS

A topologia FULMS ou *Filtered-U LMS* resolve um problema existente no FXLMS. Neste algoritmo, a referência deve ser correlacionada o menos possível com o sinal do drive. Isso porque, neste caso, a tendência do algoritmo é seguir o sinal de

atuação, tentando criar seu cancelamento. Logicamente, cria instabilidade no sistema, o que gera mais ruído de forma descontrolada.

Figura 15 – Diagrama de blocos do filtro adaptativo FULMS



Fonte: Elliot e Nelson (1990)

A inserção de outra malha fechada após o sinal de saída do filtro FIR visa remover essa correlação para evitar a instabilidade do sistema. Um diagrama de blocos desta topologia é mostrado na Figura 15. $Q(z)$ representa a correlação entre a condução $y(n)$ e a referência $x(n)$. O filtro $G(z)$ irá convergir para remover essa correlação do sinal de $y(n)$. $y_{ss}(n)$ é o sinal de acionamento percorrido pelo bloco $S(z)$ correspondente à resposta ao impulso do canal auxiliar.

A expressão 31, apresenta a convergência para o ponto ótimo estável:

$$F(z) = \frac{-P(z)}{S(z)} \quad (31)$$

$$G(z) = \frac{P(z) * Q(z)}{S(z)} \quad (32)$$

A conclusão disso é que o filtro $G(z)$ deve usar uma dimensão maior que $F(z)$ dada sua maior complexidade.

4 SISTEMAS ADAPTATIVOS *FEEDBACK* E *FEEDFORWARD*

Os controladores de ruído ativos se classificam em duas categorias, controladores de malha aberta ou *feedforward* e de malha fechada ou *feedback*. O primeiro grupo remove o ruído periódico ou de banda estreita e o segundo grupo remove os ruídos de banda larga ou aleatório (Olivares, 1998).

Os modernos sistemas de controle já existentes de som ativo consistem em uma ou mais fontes de controle, usadas para introduzir uma perturbação secundária ou controladora no sistema estrutural acústico. Este distúrbio suprime o ruído indesejado originado de uma ou mais fontes (Oliveira, 2007).

Os sinais de controle que acionam os atuadores de controle são gerados por um controlador eletrônico, que usa como entradas, medições do campo residual (remanescente após a introdução da perturbação de controle) e no caso de sistemas adaptativos *feedforward*, uma medida da perturbação primária de entrada (Flotow e Fuller, 1995).

Os sistemas de controle de ruído ativo são ideais quando utilizados em faixa de baixa frequência, abaixo de 500 Hz. Embora sistemas de controle ativo de alta frequência sejam desenvolvidos, ocorrem uma série de dificuldades técnicas, tanto estruturais como acústicas tais como vibração mais complexa e campos sonoros irradiados e eletrônicos exigindo taxas de amostragem mais altas que limitam sua eficiência, fatores que restringem seu uso em aplicações muito especiais (Elliot e Nelson, 1993).

Além disso, em frequências mais altas, sistemas passivos geralmente tornam-se mais econômico. Um sistema completo de controle de ruído ativo, normalmente é composto por um controle ativo para frequências baixas e controle passivo para frequências mais altas.

Muitos sistemas modernos de controle de ruído ativo, principalmente os denominados *feedforward* são auto ajustáveis, ou seja, adaptáveis a pequenas mudanças no sistema que está sendo controlado. Essas mudanças são resultado fatores como um ambiente acústico em mudança e desgaste do transdutor.

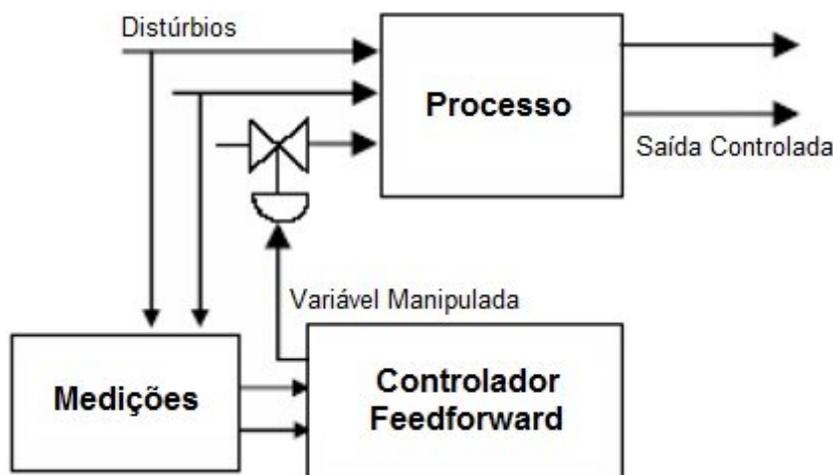
Os controladores não adaptativos são geralmente confinados ao tipo de *feedback* nos casos em que leves mudanças nas condições ambientais não são refletidas no desempenho do controlador. Um exemplo de controle eficaz não

adaptativo aplicado ao *feedback* está presente em proteção ativa de fones de ouvido, onde os sistemas de controle analógico têm sido usados com sucesso há algum tempo. É importante ressaltar que um controlador de *feedforward* adaptável é efetivamente um circuito fechado denominado controlador *feedforward* não adaptativo, conforme cita (Elliot e Nelson, 1993; Eriksson,1991, 1996; Stevens e Ahuja,1991).

A eficácia do controlador é medida pelo sensor de erro, que fornece um sinal para o algoritmo de controle usar no ajuste da saída do controlador para que o som na pressão no microfone de erro seja minimizado com intervalo de tempo de sinal do controlador menor do que o tempo para o sinal acústico se propagar (Hansen, 2003).

O controle antecipação do *feedforward* representado na Figura 16, mensura as variáveis relativas à perturbação, antecipa suas interferências no processo agindo de forma direta sobre a variável manipulada para assegurar o controle e o valor estabelecido previamente (Kuo e Morgan, 1996).

Figura 16 – Representação do controlador *feedforward*

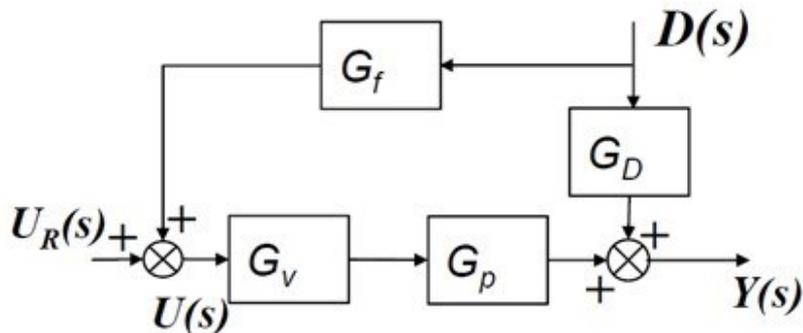


Fonte: Kuo e Morgan (1996).

Os distúrbios que afetam o processo são controlados em tempo real pelo *feedforward* que recebe as medições destes distúrbios e orientado pelos valores esperados, atua de forma direta sobre a variável do processo.

Pode ser observado na Figura 17 a estratégia de controle *feedforward* aplicada a um controlador sem parâmetros de realimentação.

Figura 17 – Malha de controle *feedforward*



Fonte: Aguirre (2004)

O que se observa na Figura 17, G_D é o padrão de interferência no processo, G_v é o controlador, G_p é o modelo do processo e G_f o controlador *feedforward* desta malha de controle.

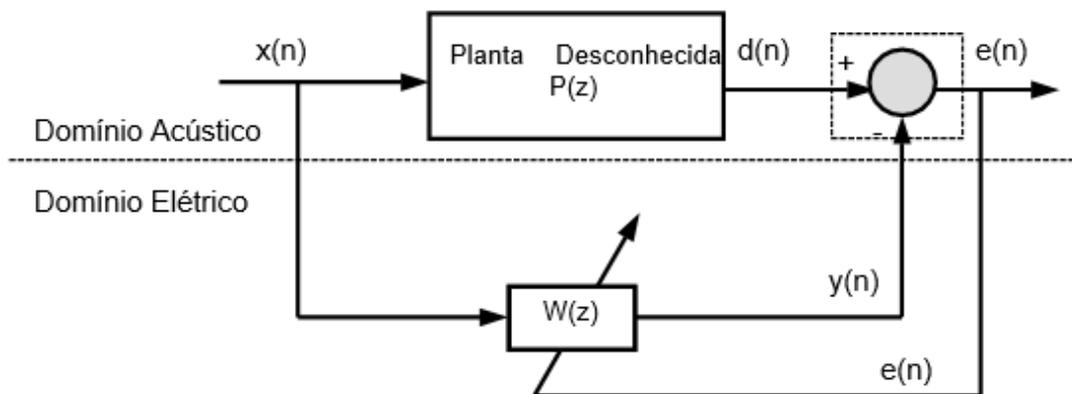
O padrão de interferência G_D antecipa a estratégia de ação do ruído no processo, enquanto o modelo do processo permite, por meio da saída do controlador, o cálculo da variável de resposta do processo.

4.1 CONTROLE ATIVO DE RUÍDO TIPO *FEEDFORWARD*

Tais sistemas são normalmente compostos por um sensor de referência (microfone), um atuador (alto-falante), um sensor de erro (microfone) e uma fonte eletrônica de controle. Variáveis representadas por um sinal de referência $x(n)$, um sinal de saída $v(n)$, sinal de erro $e(n)$. Uma função de transferência do caminho secundário $P(z)$. Função de transferência entre o alto-falante de controle e o microfone de erro $S(z)$ e o caminho de realimentação ou *feedback* que corresponde a $F(z)$ (Aguirre, 2004).

O sinal de referência $x(n)$ é processado através do controlador que gera um sinal de controle $y(n)$ para o alto-falante de controle. O microfone do erro $e(n)$ é usado para monitorar o desempenho do controlador. O princípio básico deste sistema de controle da Figura 17, é descrito pelo diagrama de blocos ilustrado na Figura 18.

Figura 18 – Sistema de Identificação de um Controlador Ativo de Ruído



Fonte: Aguirre (2004)

Portanto:

$d(n)$ = Erro procedente da fonte de ruído primário.

$W(z)$ = Filtro Digital.

Em que o controlador emite um sinal de referência $x(n)$, um sinal de saída $y(n)$. É a ação de transferência que ocorre no caminho primário corresponde ao sinal de erro $e(n)$. Tem-se $S(z)$ como função de transferência entre o alto-falante de controle e o microfone de erro e $F(z)$ é a função de transferência entre o alto-falante de controle e o microfone de referência ou caminho de realimentação ou *feedback*.

Na Figura 18, $W(z)$ representa o filtro adaptativo, que é ajustado pelo algoritmo LMS utilizado para estimar a planta desconhecida $P(z)$, aqui denominada caminho primário. O caminho primário $P(z)$ relaciona os sinais do sensor do erro (onde a atenuação de ruído é desejada) e o sinal do sensor de referência (fonte primária de ruído). O filtro adaptativo $W(z)$ tem a função de minimizar o sinal do erro residual $e(n)$.

$$E(z) = D(z) - Y(z) = X(z) \cdot P(z) - X(z) \cdot W(z) = X(z) \cdot [P(z) - W(z)]$$

(33)

Considerando que $E(z)$ é a transformada discreta do sinal do erro, $X(z)$ a transformada discreta do sinal de entrada e $Y(z)$ a transformada discreta da saída do filtro adaptativo. Quando $E(z) = 0$ depois que o filtro adaptativo $W(z)$ converge para $P(z)$, sendo a equação:

$$W(z) = P(z)$$

(34)

Que implica em:

$$y(n) = d(n)$$

(35)

Desta maneira a saída $y(n)$ correspondente ao filtro adaptativo é idêntica ao ruído $d(n)$ gerado, assim quando $d(n)$ e $y(n)$ são combinados acusticamente o erro residual $e(n) = d(n) - y(n)$ é nulo resultando no cancelamento do ruído, a partir da sobreposição de ondas.

Como ilustrado na Figura 17, depois que o sinal de referência $x(n)$ é capturado pelo sensor ou microfone de referência, o controlador possui um curto intervalo de tempo para calcular o sinal elétrico de controle e enviar ao atuador (alto-falante de controle). O indicador de desempenho do sistema de controle pode ser afetado se ocorrer de o atraso do sinal elétrico de controle ser maior que o atraso acústico demonstrado entre o microfone da fonte primária e o microfone do erro.

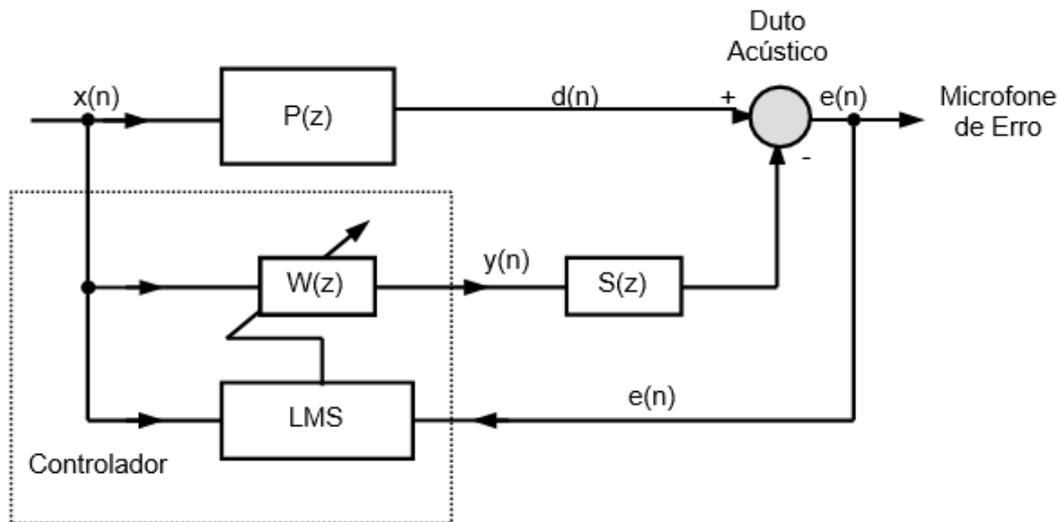
A Figura 18 representa o ambiente acústico em que $d(n)$ ou ruído primário está associado ao antirruído $y(n)$, a ser alterado pelo caminho secundário $S(z)$ apresentado na Figura 16, que é definido como o caminho acústico entre o atuador (alto-falante de controle) e o sensor (microfone de erro). A seguir é feito um estudo sobre a influência e os efeitos do caminho secundário nos controladores ativos de ruído.

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

O esquema de cancelamento de ruído proposto na Figura 20 gera um efeito importante ocasionado pela função de transferência $S(z)$. Este caminho secundário $S(z)$ pode ser modelado por uma função de transferência que relaciona o sinal de saída de controle $y(n)$ e o sinal do erro $e(n)$.

A função de transferência reúne, além do caminho acústico, os ruídos produzidos pelos componentes eletrônicos do sistema como os conversores, os amplificadores de potência, os alto-falantes, os microfones, os filtros *anti-aliasing* e a Figura 19 apresenta o diagrama de blocos deste sistema.

Figura 19 – Diagrama de blocos do CAR com a Função de Transferência $S(z)$.



Fonte: Aguirre (2004)

Representando então os sinais de referência do controlador $x(n)$, do microfone de erro originado da fonte de ruído primário $d(n)$, a saída do controlador ou $y(n)$ e o erro em $e(n)$. O filtro $W(z)$ digital adaptativo. As funções de transferência entre as fontes de ruído e o microfone de erro $P(z)$ e entre o atuador que é o alto-falante de controle e microfone de erro $S(z)$. Da Figura 19, a transformada discreta do sinal do erro $e(n)$ é:

$$E(z) = X(z) \cdot [P(z) - W(z) \cdot S(z)] \quad (36)$$

O erro residual é considerado ideal para $E(z) = 0$, após a convergência do filtro adaptativo $W(z)$. Requerendo de $W(z)$ a seguinte função de transferência:

$$W(z) = \frac{P(z)}{S(z)} \quad (37)$$

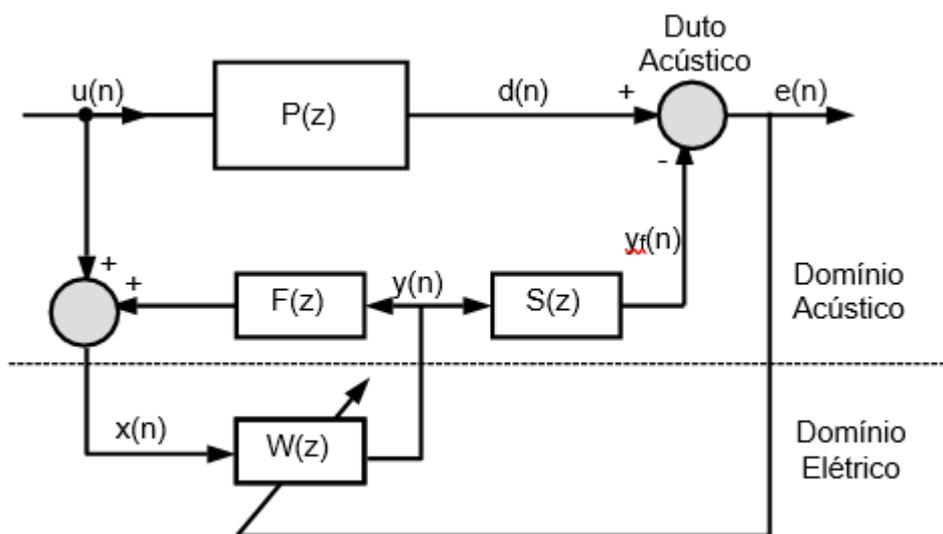
Nesta circunstância o filtro adaptativo $W(z)$ envolve simultaneamente o modelo do caminho primário $P(z)$ e o modelo inverso do caminho secundário $S(z)$. O termo $S(z)$ que corresponde ao denominador da equação 37, pode provocar instabilidade no controlador, contribuindo com polos no domínio z , e gerando ganhos elevados para $W(z)$ em certas frequências.

Assim as características da função de transferência do caminho secundário $S(z)$ tem efeito importante no desempenho do sistema de controle e deve ser analisado com cuidado pelo pesquisador.

4.1.2 Efeitos e Soluções da Realimentação Acústica

O fenômeno de realimentação acústica está representado na Figura 20 através do diagrama de blocos do controle acústico de ruídos (CAR).

Figura 20 – Diagrama de blocos do CAR com Realimentação Acústica



Fonte: Aguirre (2004)

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

Na literatura constam propostas de soluções para problemas relacionados a realimentação acústica, dentre elas o uso de microfones, alto-falantes direcionais, filtros adaptativos configurados em paralelo com a via de retorno presente no processo (Poole et al., 1984; Tichy e Warnaka, 1983).

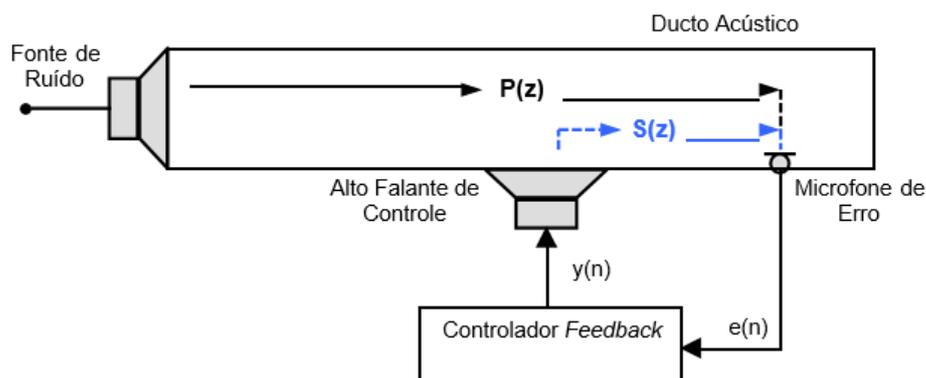
Kuo e Morgan (1996) recomenda cancelar as consequências do retorno utilizando sinais de compensação (FBXLMS), tratando-se de sinais gerados através desse filtro com coeficientes determinados *off-line*. Podendo também utilizar filtros adaptativos IIR (Eriksson, 1996).

4.2 CONTROLE ATIVO DE RUÍDO TIPO *FEEDBACK*

Denominado de efeito *feedback* o fenômeno de realimentação do antirruído emitido pelo alto-falante de controle através do microfone de referência, altera o sinal de referência $x(n)$ (Silva, 2020).

Um esquema simplificado deste controlador é mostrado na Figura 21. Ele difere da estrutura *feedforward* por usar apenas informações do sensor do erro no cálculo do controlador, não há, portanto, nesta abordagem o uso dos sensores de referência. A saída de erro do sensor é processada pelo controlador gerando um sinal de controle para cancelamento do som. Os sistemas *feedback* não adaptativos são propostos por Nelson e Elliott (1992).

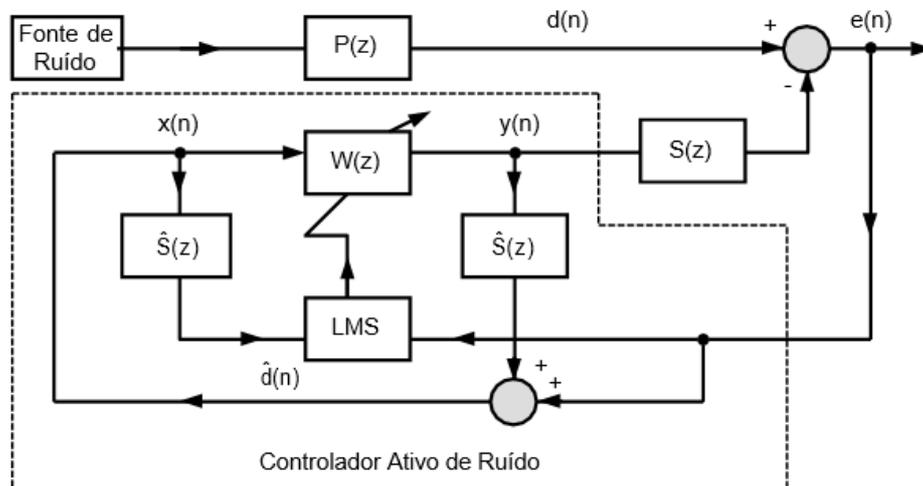
Figura 21 – Controlador Ativo de Ruído *Feedback*



Fonte: Aguirre (2004)

Atribui-se a Eriksson (1991) a proposta de um dos primeiros sistemas de controle adaptativo monocanal *feedback*, aprimorado para o modo multicanal por Popovich et al., em 1992. O diagrama de blocos deste sistema é apresentado na Figura 22.

Figura 22 – Diagrama de blocos do Controlador Ativo de Ruído *Feedback*



Fonte: Aguirre (2004)

Basicamente este sistema de controle estima o sinal do ruído primário ou indesejado, e utiliza este como sinal de referência $x(n)$ para a entrada do filtro FIR ou IIR (Kuo e Morgan, 1999).

De acordo com a representação da Figura 22, o ruído primário em z , pode ser expresso como $D(z) = E(z) + S(z) \cdot Y(z)$, onde $E(z)$ é o sinal obtido pelo sensor do erro e $Y(z)$ é o sinal gerado pelo filtro adaptativo. Se $\hat{S}(z) \approx S(z)$, calculando o ruído primário $d(n)$ sintetizado em $x(n)$, assim:

$$X(z) = \hat{D}(z) = E(z) + \hat{S}(z) \cdot Y(z)$$

(38)

Portanto, o sinal $x(n)$ é:

$$x(n) \equiv \hat{d}(n) = e(n) + \hat{S}(n) * y(n)$$

(39)

Então $\hat{S}(n)$ é a resposta do caminho secundário estimado $\hat{S}(z)$ e $*$ denota a convolução linear. O sinal de controle $y(n)$, é calculado por um filtro FIR ou IIR e utiliza-se a mesma metodologia para o controle FXLMS *feedforward*, o *fluxo do algoritmo* está apresentado na Tabela 4.

Tabela 4 – Algoritmo *feedback* FXLMS

1°	Coeficiente:	$W(k)_0 = 0 \text{ p/ } M+1$
	Potência:	$\sigma^2(0) = 1$
2°	Leitura:	$e(n)$
3°	Parâmetro:	α
4°	Calculo de saída do filtro FIR:	$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} W(k)_n \cdot x(n - K)$
5°	Calculo da entrada Filtrada:	$X(n)_f = \sum_{k=0}^{M-1} S^*(k)_n \cdot x(n - K)$
6°	Estimação da potência de $X_f(n)$	$\sigma^2(n) = \alpha x^2(n) + (1 - \alpha) \cdot \sigma^2(n - 1)$
7°	Cálculo do passo de Adaptação:	$\mu(n) = \frac{0.1}{(M+1) \cdot \sigma^2(n)}$
8°	Atualização do coeficiente:	$W(k)_{n+1} = W(k)_n - \mu(n) \cdot e(n) \cdot X_f(n - k)$
9°	Faça $n = n+1$	Volta ao ponto 2

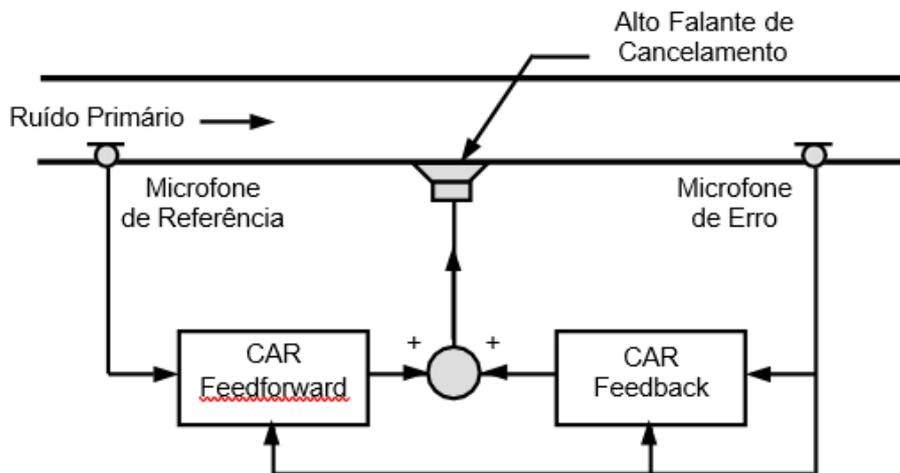
Fonte: Adaptada de Nuñez (2005)

4.2.1 Sistemas de Controle Ativo de Ruído Híbrido

Os sistemas *feedforward* apresentados anteriormente usam dois sensores um de referência e outro de erro. A medição do ruído primário a ser cancelado é realizada pelo sensor de referência. A atribuição do sensor de erro é acompanhar o controlador ativo de ruído e seu desempenho (Popovich et al., 1992).

Utilizando somente um sensor de referência os sistemas adaptativos *feedback* geram o sinal de controle. Por estrutura híbrida de controle ativo de ruído entende-se o alinhamento das estruturas *feedback* e *feedforward* (Swanson, 1989). A Figura 23 ilustra este tipo de sistema.

Figura 23 – Alinhamento das estruturas *Feedforward* e *Feedback*



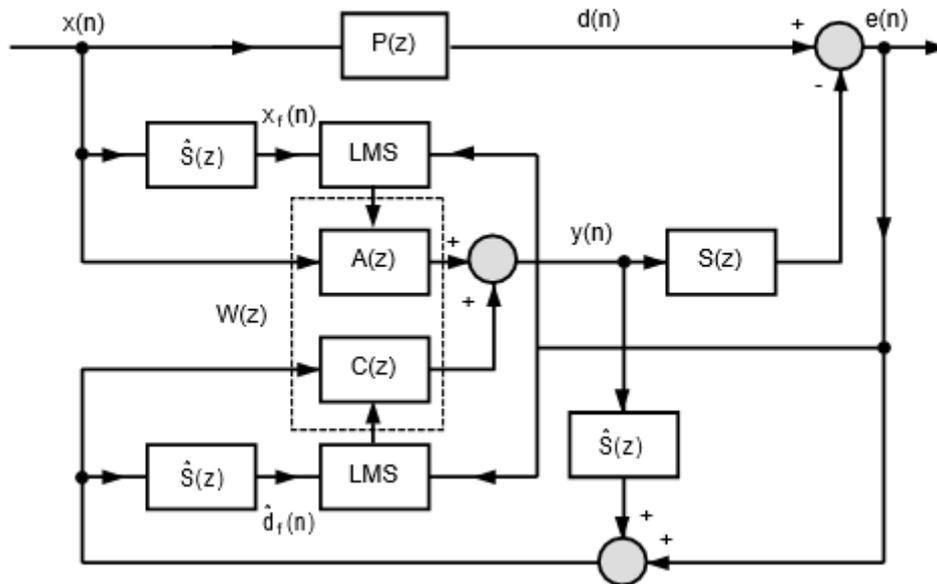
Fonte: Aguirre (2004)

O que se observa na Figura 23 é o padrão do *feedforward* que diminui o ruído primário correlacionado ao sinal de referência, enquanto, o *feedback* cancela os componentes deste ruído que não são captados pelo sensor de referência.

Na Figura 24 tem-se o diagrama de blocos do sistema de controle híbrido. Nele, $y(n)$ é gerado utilizando ambas as saídas, a do filtro $A(z)$ do *feedforward* e a outra do filtro $C(z)$ do *feedback*. São duas as entradas de referência do controlador combinado $W(z)$: $x(n)$ oriundo do sensor de referência e $\hat{d}(n)$ que estabelece os parâmetros do sinal primário.

As versões dos sinais de $X_f(n)$ e $d_f(n)$ são utilizadas para adaptar referências de coeficientes do filtro $A(z)$ e $C(z)$.

Figura 24 – Sistema Híbrido de Controle Ativo de Ruído



Fonte: Aguirre (2004)

Pode-se encontrar nos estudos de Kuo e Morgan (1996), sistemas similares híbridos para CAR utilizando filtros adaptativos IIR *feedforward* e *CAR feedback*, que afirmam, como vantagens destes sistemas híbridos em relação aos sistemas convencionais a possibilidade de serem utilizados filtros de baixa ordem e ainda assim obter-se excelente desempenho.

4.2.2 Estimativa do Caminho Secundário $S(z)$

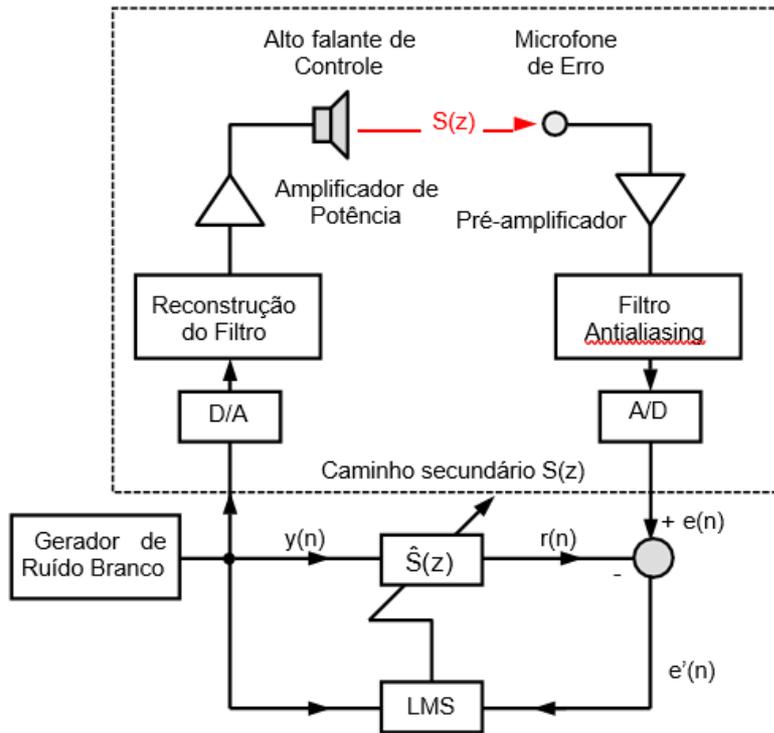
As metodologias de controle demandam conhecimentos referentes ao estabelecimento do caminho secundário $S(z)$, portanto, algumas técnicas de estimativa deste caminho são apresentadas a seguir.

4.2.2.1 Estimativa *off-line* do Caminho Secundário $S(z)$

Admitindo que os atributos de $S(z)$ são desconhecidos e invariantes no tempo, deve-se utilizar técnicas *off-line* para a modelagem $S(z)$. Ao término dessa etapa o modelo estimado é fixado no algoritmo e utilizado para o controle ativo de ruído.

A Figura 25 representa um esquema experimental de estimativa *off-line* do caminho secundário.

Figura 25 – Estimativa *off-line* do Caminho Secundário



Fonte: Aguirre (2004)

Observa-se que a estimativa de $S(z)$ é gerada a partir da introdução de um ruído branco no sistema. Por ser conhecida a potência do ruído branco não é necessário estimá-la recursivamente, o que torna o passo de adaptação conhecido, devendo atender a equação 40.

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

(40)

O passo a passo do algoritmo *feedback* para estimar o caminho secundário utilizando FXLMS é apresentado na Tabela 5.

Tabela 5 – Algoritmo *feedback* para o caminho secundário

1°	Coeficiente:	$S^*(k)_0 = 0$ p/ N+1 $\mu =$ Valor fixo.
2°	Gera um ruído branco $y(n)$	Por 10 segundos
3°	Calculo de saída do filtro FIR:	$r(n) = \sum_{k=0}^{M-1} s^*(k)_n \cdot y(n - K)$
4°	Calcula a diferença:	$e'(n) = e(n) - r(n)$
5°	Atualização dos coeficientes	$S^*(K)_n \cdot u(n) \cdot e'(n) \cdot Y = y(n-k)$
6°	Faça $n = n+1$	Volta ao ponto 2

Fonte: Adaptada de Silva (2020)

Os erros da estimação não devem produzir diferenças de fase superiores a 90° no sinal do ruído acústico, pois tais desvios produzem instabilidades (Elliot et al., 1988).

Há também a possibilidade de se estimar a função de transferência do caminho secundário $S(z)$ por aproximação polinomial usando um modelo *AutoRegressive eXogenous* (ARX) (Aguirre, 2000). Conforme Nuñez et al. (2004), o sistema MatLab® disponibiliza um pacote de ferramentas para essa simulação.

4.2.2.2 Estimativa *on-line* do Caminho Secundário $S(z)$

A estimativa de uma situação real da função $S(z)$ deve ser realizada continuamente, devido a possíveis interferências ao longo do trajeto. Estudos demonstram a predominância de duas formas de se estimar a trajetória secundária *on-line*.

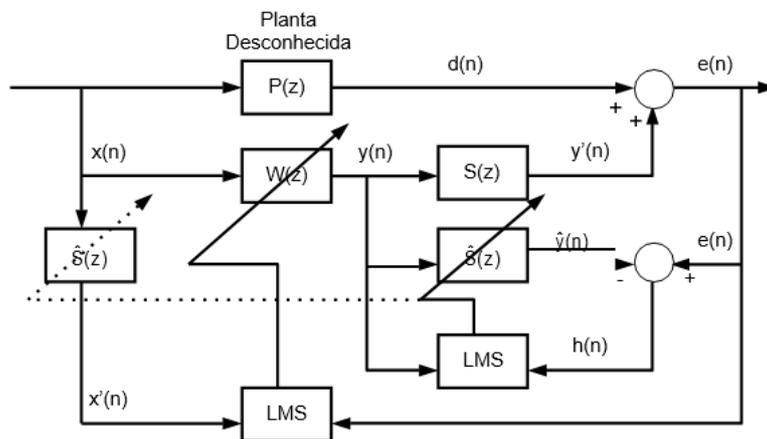
A primeira estima o caminho secundário $S(z)$ de forma direta através da própria saída $y(n)$ do filtro adaptativo e o sinal do erro $e(n)$ (Widrow e Stearns, 1985). A segunda, trata-se de adicionar um ruído aleatório no sistema para realizar a identificação (Eriksson, 1991). Nesta última opção ocorre o aumento o ruído residual

no sistema, mas há possibilidade deste efeito ser reduzido diminuindo a potência do ruído injetada, como descrito em algumas técnicas a seguir.

4.2.2.2.1 Estimativa on-line pelo Método Direto

Uma estratégia válida para se estabelecer a estimativa do caminho secundário em tempo real é utilizar a configuração clássica de identificação de modelos através da modelagem direta, utilizando um filtro FIR e o algoritmo LMS como proposto por Widrow em 1985, e mostrado na Figura 26.

Figura 26 – Método Direto de estimativa *on-line*.



Fonte: Aguirre (2004)

Conforme a Figura 26 o sinal $h(n)$ para o algoritmo de adaptação do caminho secundário no domínio z é dado por:

$$H(z) = E(z) - \hat{y}(z) \quad (41)$$

Onde $Y^*(z)$ é a saída do filtro adaptativo $S^*(z)$. Substituindo $Y^*(z)$ e $E(z)$, tem-se:

$$H(z) = [D(z) + Y'(z)] - \hat{S}(z).Y(z) \quad (42)$$

Porém, $D(z) = P(z).X(z)$, $Y(z) = W(z).X(z)$ e $Y'(z) = S(z).W(z).X(z)$

Portanto:

$$H(z) = P(z).X(z) + S(z).W(z).X(z) - \hat{S}(z).W(z).X(z) \quad (43)$$

Quando o algoritmo LMS converge, $H(z)=0$ em que a entrada $X(z)$ não seja nula, a função do caminho secundário se reduz a:

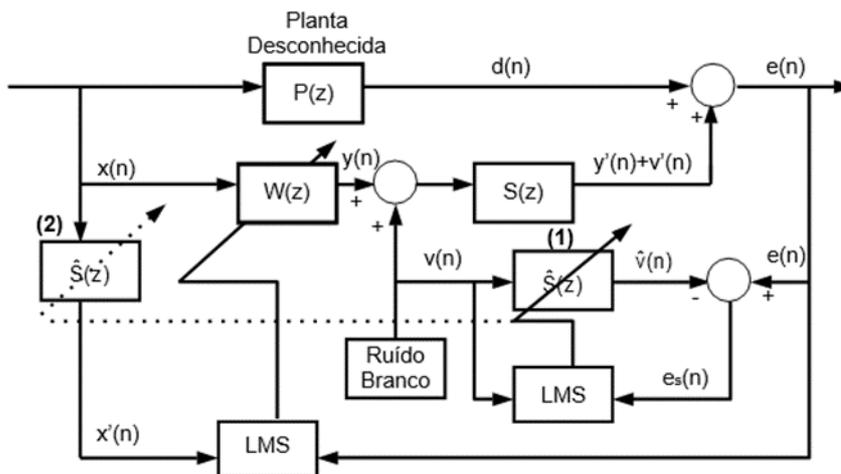
$$\hat{S}(z) = S(z) - \frac{P(z)}{W(z)} \quad (44)$$

A equação 44 demonstra que a estimativa $S(z)$ possui um erro sistemático $P(z)$ $W(z)$. Isto é, o filtro adaptativo está apto a identificar corretamente o caminho secundário somente quando $P(z) = 0$ [equivalente a $d(n) = 0$], o que não tem sentido físico.

4.2.2.2 Estimativa on-line pelo Método de Eriksson

Outra maneira de se estimar o caminho secundário $S(z)$ é inserindo aleatoriamente um ruído demonstrado na Figura 27.

Internamente é introduzido um ruído branco $v(n)$ com média nula “ao sinal de saída de controle $y(n)$ passando pelo caminho secundário $S(z)$. Supondo que os ruídos são não-correlacionados, é possível utilizar o algoritmo LMS” para identificar o caminho $S(z)$. Esta técnica foi desenvolvida por Eriksson em 1989. Nesta metodologia demonstrada no bloco (1) do diagrama tem-se o caminho secundário, e estima-se os coeficientes do filtro FIR que são utilizados on-line, no bloco (2).

Figura 27 – Método de Eriksson - Sistema *on-line*

Fonte: Aguirre (2004)

No diagrama, $e_s(n) = v'(n)$ e $v'(n) = s(n) * v(n)$ é a saída do caminho secundário e $v^*(n) = s^*(n) * v(n)$ é a saída do filtro adaptativo que aponta o caminho secundário. A solução ideal acontece quando $e_s(n) \approx 0$.

Com a presença de $x(n)$ e $y(n)$, o sinal de $e_s(n)$ é dado por:

$$e_s(n) = e(n) - V^*(n) = [d(n) + s(n) * y(n)] - V^*(n) \quad (45)$$

Conforme Eriksson (1989) a equação de atualização é:

$$\hat{s}_j(n+1) = \hat{s}_j(n) + 2\mu_s v(n-i)[s(n) * v(n) - \hat{s}(n) * v(n)] + 2\mu_s v(n-i)n(n) \quad (46)$$

Onde $\eta(n) = d(n) + s(n) * y(n)$. Espera-se da equação acima a solução ótima, visto que $v(n)$ e $\eta(n)$ são independentes e o valor esperado de $v(n)$ é igual a zero. O último termo da equação 46 é uma interferência que afeta a convergência da modelagem. Em um cenário desfavorável pode haver divergências neste processo de estimação (Kuo e Morgan, 1999).

No cálculo de $W(z)$, a adaptação está demonstrada na seguinte equação:

$$w_j(n+1) = w_j(n) - 2\mu_w e(n)x'(n-1) \quad (47)$$

Não havendo a inserção de ruído branco o erro é apontado na equação:

$$e(n) = d(n) + s(n) * y(n)$$

(48)

Em situação ideal, quando $S^*(z) = S(z)$ um cancelamento perfeito é alcançado. No caso prático quando $S^*(z)$ é desconhecido e é estimado em tempo real enquanto o controlador estiver operando, a adaptação de $W(z)$ é dado por:

$$w_j(n+1) = w_j(n) - 2\mu_w x'(n-i)[d(n) + s(n) * y(n)] - 2\mu_w X'(n-i)v'(n)$$

(49)

Com $v'(n)$ não-correlacionado com o ruído primário $x(n)$.

5 RESULTADOS DO EXPERIMENTO

5.1 CONTROLE DE RUÍDO ATIVO COM SIMULINK® EM TEMPO REAL

O sistema de controle ativo final proposto nesse experimento é projetado para fornecer sinais a fim de realizar o cancelamento de ruído acústico presente no programa Matlab®. O sistema é básico e consiste em um atuador, um controlador, sendo um sensor de erro e um sensor de referência. Dada a complexidade de usar mais referências e atuadores, este trabalho limita-se ao uso de sinais de referência, sinais de erro e atuadores. O sistema é implementado passo a passo, começando com casos simples até a etapa final.

O primeiro sistema implementado visa controlar o contato inicial com o filtro adaptativo em um ambiente virtual através de um algoritmo que usa os *Matlab Adaptive Filter Toolboxes* gerando ruído real com sons gravados como entrada para o algoritmo.

O segundo sistema implementado é projetado para ser controlado em tempo real. Portanto, é necessário criar um algoritmo para estimar o caminho auxiliar. Esta estimativa é usada como entrada para o algoritmo de controle. O *software Matlab Toolbox* não é adequado para controle em tempo real, onde novos algoritmos, incluindo filtros adaptativos, são implementados.

Para ambos os sistemas, o espaçamento e o comprimento dos filtros adaptativos variam de acordo com a aplicação, portanto, eles precisam ser ajustados para o uso ideal. O sistema não tem um bom desempenho porque não consegue processar os dados em tempo hábil. Idealmente o sistema desenvolvido em um nível baixo, como *assembly*, em uma plataforma DSP seria o indicado para melhor desempenho.

5.2 VERIFICAÇÃO DA SUPERPOSIÇÃO

Conforme descrito, estruturalmente o controle ativo de ruído é a superposição de dois sons, resultando no cancelamento entre eles. Primeiramente realizou-se a pesquisa teórica que fundamenta o tema sobre o controle ativo de ruído, e posteriormente foi realizado o experimento simples para se verificar essa superposição.

Este experimento baseou-se em colocar dois alto-falantes contra si, sendo que em um deles foi emitido um sinal senoidal, e no outro o mesmo sinal, com defasagens de 180° de fase, com o objetivo de verificação das características do controle ativo.

Este experimento foi realizado com equipamentos não muito sofisticados, conforme apresentado no Quadro 1 a seguir:

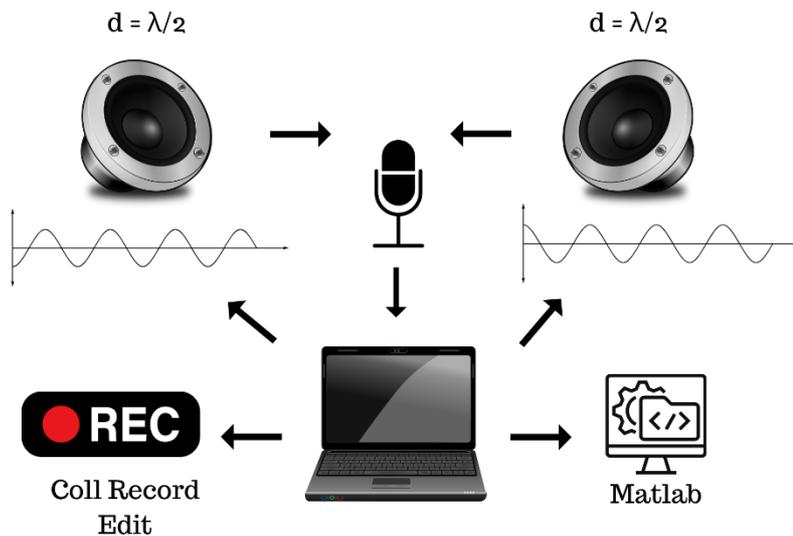
Quadro 1 – Equipamentos utilizados no experimento

Sensor (Microfone):	Mic de Kit Multimídia interface P2 (3,5 mm)
Controlador (Notebook):	Processador Intel(R) Core(TM) 64, 1,8 MHz, 4 Gb ram, 512 kB cache Sistema Operacional: Windows Vista 64 Software Matlab versão 7.5.0 r2007 b e Cool Record Edit Pro Placa <i>Onboard Realtek interface P2 (3,5 mm)</i>
Atuador (Philco):	Caixa de Kit Multimídia Impedância 8 ohms com potencia 6 W

Fonte: Dados do estudo (2022)

Com o microfone posicionado entre os dois alto-falantes e usando Matlab®, gerou-se uma onda senoidal de 400 Hz adicionando ruído branco gaussiano. Utilizando o *software Cool Record Edit Pro®* gravou-se o som captado.

Figura 28 – Representação do experimento de verificação da superposição



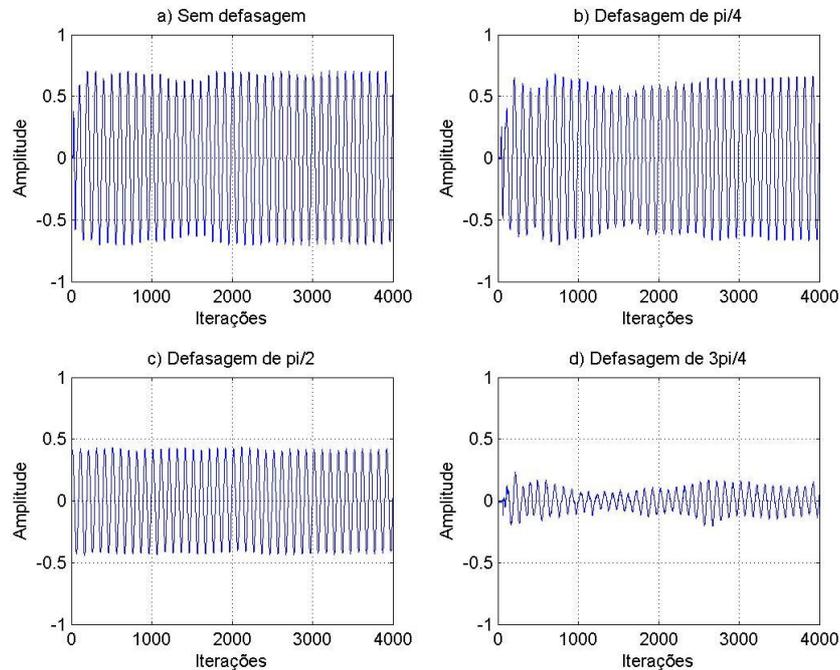
Fonte: Dados do estudo (2022)

Na gravação dos arquivos, utilizou-se o formato wav com taxa de amostragem de 45000 Hz e precisão de 16 bits por amostra. O tempo de gravação de aproximadamente 10 segundos, e para melhor visualização gráfica utilizou-se para a análise apenas uma parte do arquivo.

A Figura 28 contém um gráfico do sinal gravado para diferentes mudanças de fase em um lado do alto-falante. Nas coordenadas, a amplitude do sinal é normalizada. Pode-se ver claramente que, à medida que um lado muda de fase, a amplitude do sinal diminui, indicando que o cancelamento do sinal está ocorrendo.

É importante destacar, que teoricamente, a menor amplitude deve ocorrer quando o atraso é π radianos. No entanto, o fato de ter sido observado em um pequeno intervalo de tempo, sugere que um caminho secundário realmente existe e afeta a fase do sistema. Portanto, o cancelamento não pôde ser concluído. Este fato também decorre de fatores acústicos como som refletido chegando ao microfone, ondas estacionárias geradas no ambiente, assim como outros fatores.

Figura 29 – Diferentes defasagens. a) sem defasagem. b) defasagem de $\pi/4$. c) defasagem de $\pi/2$. d) defasagem de $3\pi/4$



Fonte: Dados do estudo (2022)

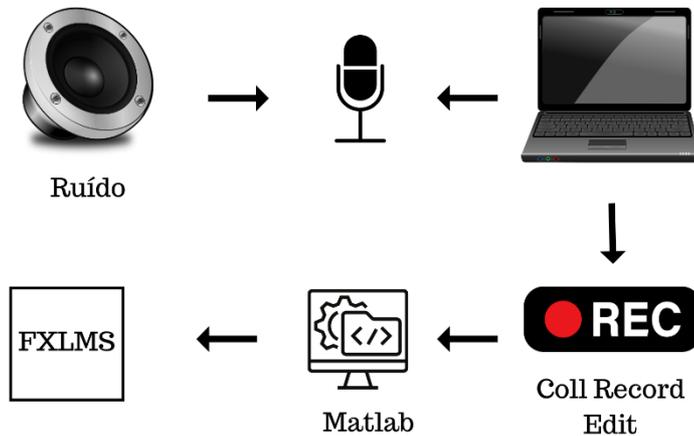
5.3 CONTROLE DO RUÍDO ATIVO EM AMBIENTE VIRTUAL

O som que se deseja cancelar é gravado e, em seguida, é realizado o processamento anti-ruído para cancelá-lo. O erro é calculado como a diferença entre o anti-ruído criado e o sinal indesejado.

Deve-se notar que a gravação é feita para obter apenas amostras de sinais indesejados, o microfone fica o mais próximo possível da fonte de ruído, em um ambiente onde o som externo é insignificante, e o ganho é ajustado para obter a maior parte da dinâmica utilizável. Portanto, vários ajustes e gravações foram feitos até que um registro otimizado do experimento fosse alcançado.

Os sons utilizados para os testes foram gravados no formato wav utilizando o *software Cool Record Edit Pro*® a uma taxa de amostragem de 45000 Hz com precisão de 16 bits por amostra e, em seguida, processados em um algoritmo escrito em Matlab®. O equipamento é o mesmo dos experimentos anteriores.

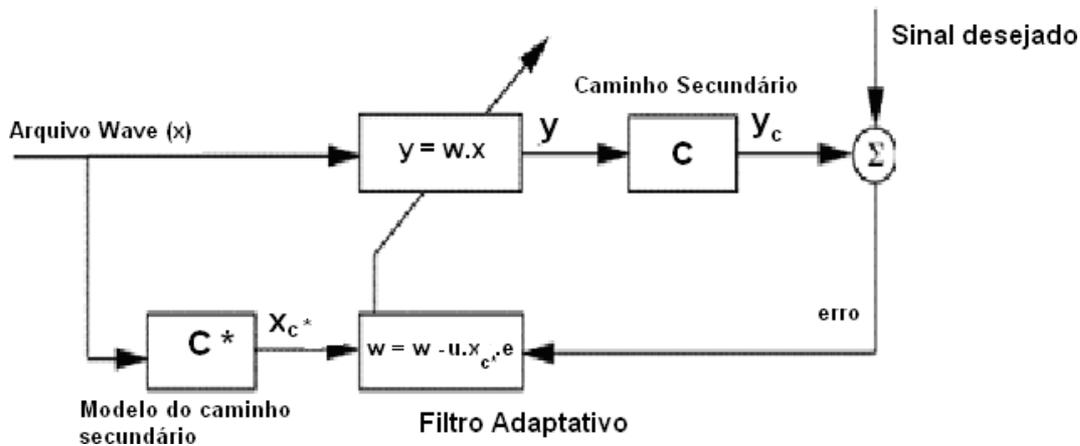
Figura 30 – Fluxo do controle ativo de ruído em ambiente virtual



Fonte: Dados do estudo (2022)

Em sua estrutura o arquivo contendo amostras aleatórias de som é filtrado através da resposta ao impulso C^* do caminho auxiliar para calcular os coeficientes de filtro w . O mesmo arquivo também é usado para calcular a saída do filtro, denotada por y . Esta saída é utilizada para estimar a imunidade ao ruído, responsável pela remoção de sons indesejados do ambiente, denotada por d . O erro é então calculado a partir da diferença entre yc e d , que também é usada para calcular os coeficientes do filtro. Como mencionado anteriormente, a diferença entre C e C^* é que a primeira é a resposta ao impulso real do sistema, enquanto C^* é uma estimativa dessa resposta.

Figura 31 – Diagrama de blocos do algoritmo implementado



Fonte: Hansen (2003)

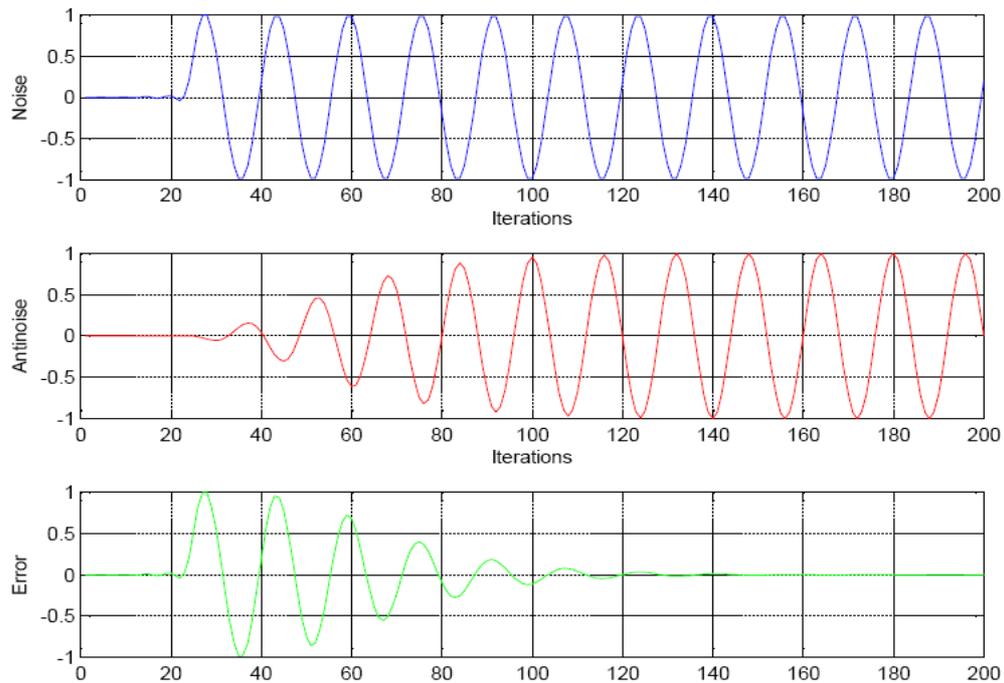
Tratam-se de três gráficos, conforme Figura 32, onde o primeiro se refere a ruídos ou sons indesejados, o segundo é o anti-ruído produzido pelo algoritmo criado e o terceiro é o erro do algoritmo. Nas coordenadas tem-se a amplitude do sinal, normalizada, e nas abscissas as iterações.

Uma parte do gráfico não é exibida até logo após o algoritmo convergir para melhor visualizar os pontos. O gráfico de erro mostra a convergência do algoritmo. Para encontrar o tempo de convergência, tem-se a seguinte relação:

$$t = \frac{N}{F_s} \quad (50)$$

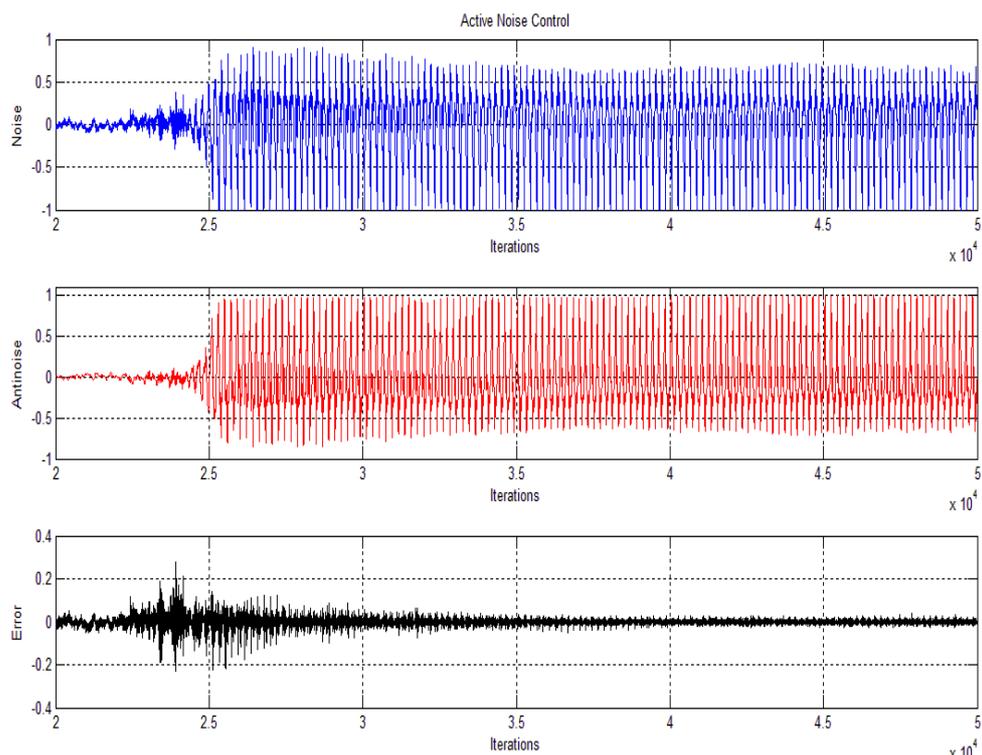
em que t é o tempo, em segundos, F_s é a frequência de amostragem (valor utilizado foi $F_s = 45000$ Hz), e N é o número de iterações.

Figura 32 – Simulações com sinal senoidal. Frequência: 500 Hz. Comprimento do filtro: 32. Passo: 0,08. Tempo de convergência: 2,27 ms.



Fonte: Dados do estudo (2022)

Figura 33 – Simulações com som de uma voz humana. Comprimento do filtro: 13. Passo: 0,08. Tempo de convergência: 6,8 ms



Fonte: Dados do estudo (2022)

5.4 CAMINHOS SECUNDÁRIOS ESTIMADOS

A parte final deste trabalho inclui o controle de ruído ativo em tempo real composta de duas partes: a primeira estima o caminho auxiliar e a outra realiza o próprio controle ativo. Para atender ao fator chave do controle ativo, houve necessidade de aprimoramento do *hardware* para assegurar a confiabilidade dos resultados. As especificações do equipamento usado para o próximo experimento é mostrado no Quadro 2.

Quadro 2 – Equipamentos adicionados para experimento de controle ativo on-line

Sensor (Microfone)	Behringer ECM8000.
Interface de áudio	Placa de áudio USB M-Áudio Fast Track Pro.
Atuador (Speaker)	Par de caixas JBL serie Platinum.

Fonte: Dados do estudo (2022)

Utiliza-se o microfone plano de compressão da Behringer, que é omnidirecional e tem uma resposta plana no espectro audível. A construção deste microfone é alimentada externamente (*phantom power*), o que resulta em um tempo de resposta mais rápido do que outros microfones.

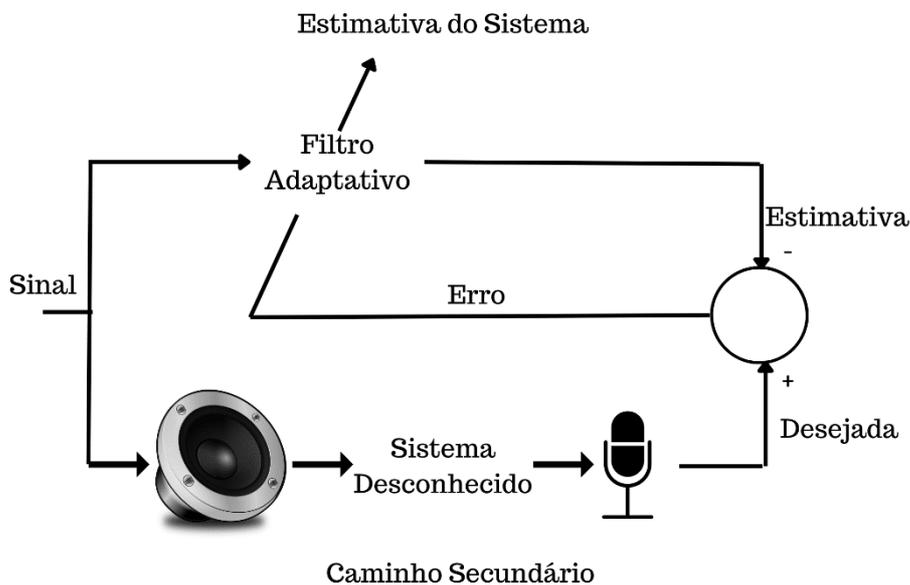
Este tipo de microfone é adequado para medições onde medidores de decibéis, analisadores de espectro e dispositivos similares o utilizam para capturar som.

A latência da placa de som M-Áudio é irrisória, pois o monitoramento é feito diretamente no *hardware* e seus drivers são considerados robustos, conforme o fabricante. Ele permite taxas de amostragem de até 48 kHz rodando em 24 bits. Além disso, permite que o *phantom power* alimente o microfone, permitindo o uso.

Os alto-falantes utilizados são planos com excelente resposta de frequência e baixa distorção, o que melhora o desempenho do sistema.

Um conceito que já foi descrito e é importante trabalhar é o de caminho auxiliar, que é a parte do sistema cuja estimação é necessária para que o algoritmo obtenha bons resultados.

Figura 34 – Estimativa do caminho secundário no experimento



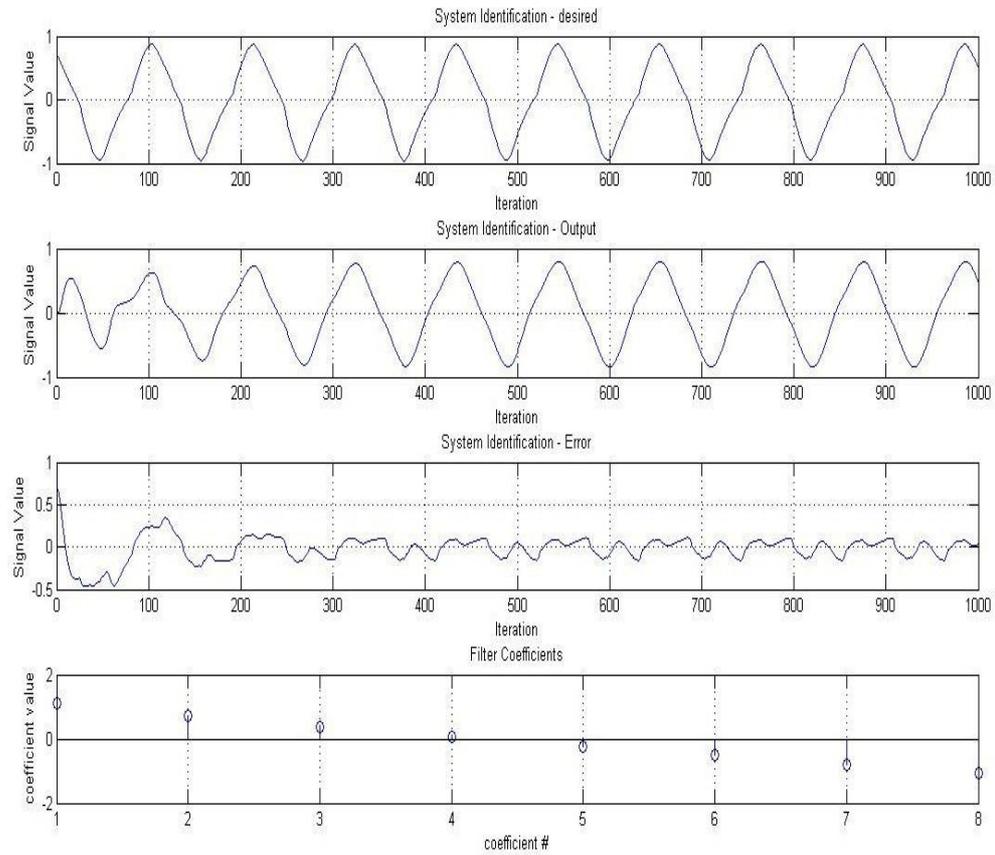
Fonte: Dados do estudo (2022)

O sinal de teste excita o alto-falante e entra no filtro que fornece a mesma saída detectada pelo microfone, portanto, quanto menor a diferença entre o sinal do microfone e sua saída, melhor a estimativa do caminho secundário.

A Figura 35 mostra um gráfico dos experimentos realizados. São quatro gráficos, o primeiro refere-se ao sinal utilizado como teste ou sinal desejado, capturado pelo microfone após passar pelo caminho auxiliar. O sinal de teste transmitido é uma onda senoidal com uma frequência de 500 Hz. Sua deformação é devido a caminhos secundários.

A segunda imagem é a saída do filtro adaptativo, acionado pelo mesmo sinal enviado ao alto-falante. O terceiro gráfico é o erro estimado, calculado a partir da diferença entre os dois primeiros gráficos. O quarto e último gráfico contém os coeficientes de filtro estimados, que são aproximações da resposta ao impulso do caminho auxiliar. Nas coordenadas, a amplitude do sinal é normalizada, e nas abcissas as iterações.

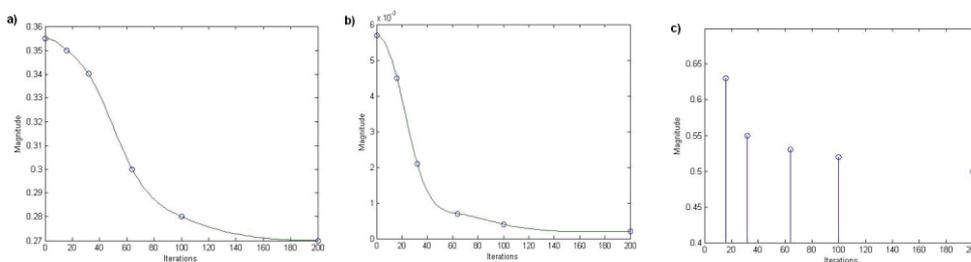
Figura 35 – Estimativa do caminho secundário em ambiente fechado. Comprimento do filtro $L = 8$.



Fonte: Dados do estudo (2022)

A afirmação sobre a resposta ao impulso do caminho secundário é comprovada graficamente, sendo de curta duração, o que torna o uso de um filtro finito de resposta ao impulso adequado para sua estimativa. Os gráficos são executados em um ambiente fechado. Vale ressaltar que o filtro adaptativo não precisa de valores altos porque a duração da resposta é curta e os valores restantes tendem a zero. Além disso, o uso de filtros de alto comprimento pode afetar o processamento, pois esses valores são usados em sistemas de controle de ruído ativo.

Figura 36 - a) Erro máximo em função do comprimento do filtro. b) Erro médio em função do comprimento do filtro. c) Variância do erro em função do comprimento do filtro.

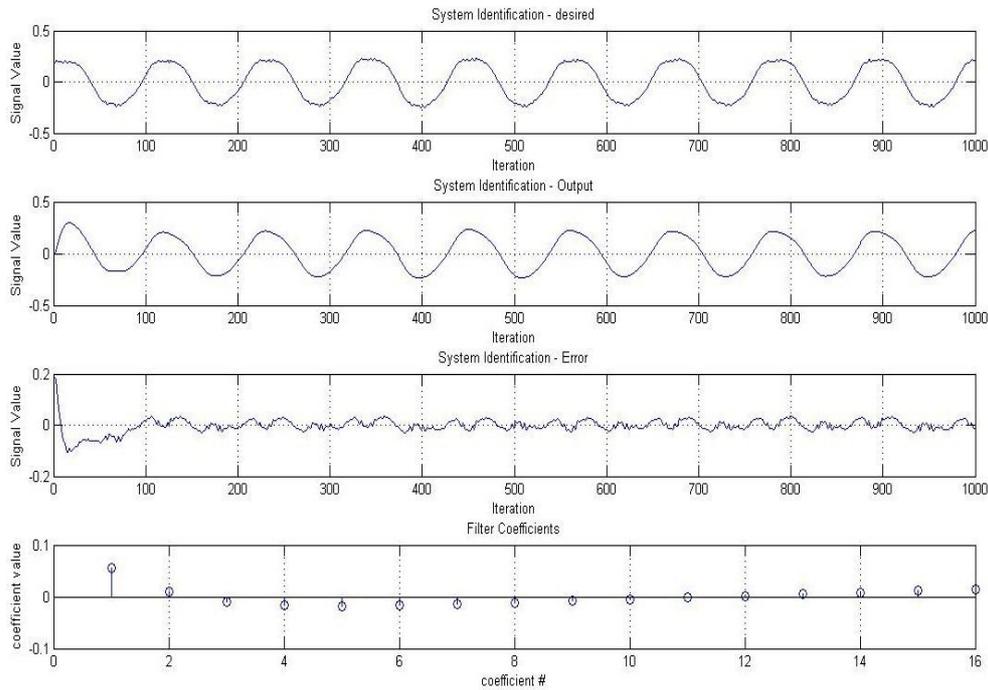


Fonte: Dados do estudo (2022)

Como esperado, adicionar filtros melhora alguns dos parâmetros estimados, porém, na prática, como mencionado anteriormente, adicionar filtros não é apropriado para o sistema.

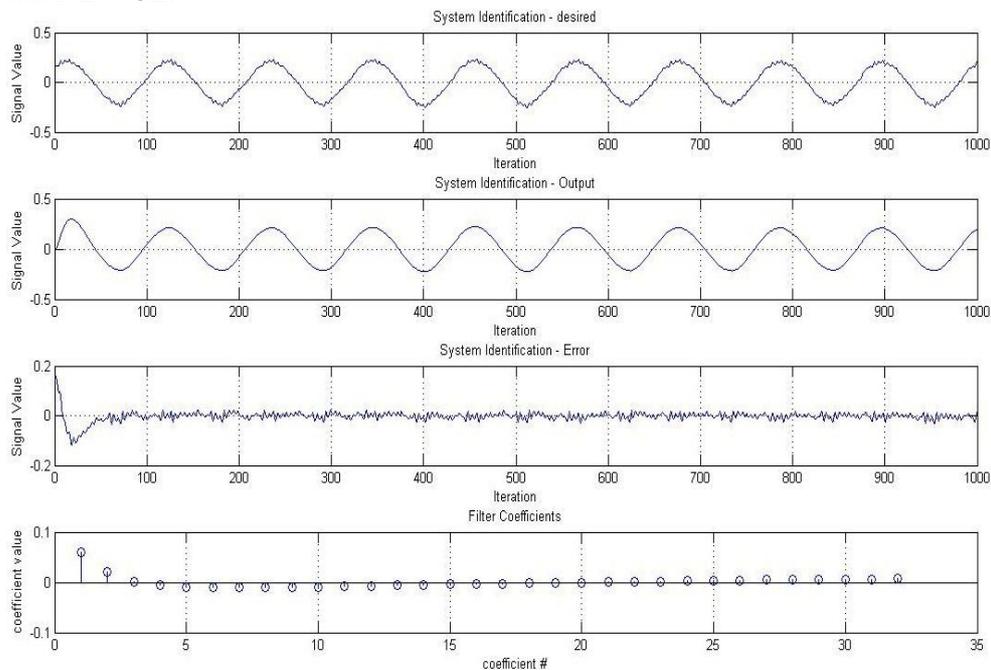
A Figura 37 refere-se ao mesmo experimento realizado em ambiente aberto, relativamente livre de sons externos. O valor real obtido é a esfera oca do gráfico. A linha é apenas uma interpolação desses pontos, uma ideia para sua resposta, e não necessariamente corresponde à realidade.

Figura 37 - Estimativa do caminho secundário em ambiente aberto. Comprimento do filtro $L = 16$



Fonte: Dados do estudo (2022)

Figura 38 - Estimativa do caminho secundário em ambiente aberto. Comprimento do filtro $L = 32$.



Fonte: Dados do estudo (2022)

Como pode ser visto nas Figura 37 e 38 o ambiente tem um grande efeito no

controle, bem como no próprio sinal capturado. O som de teste foi o mesmo para ambientes abertos e fechados. Um ambiente fechado é ótimo para reflexões sonoras, ondas estacionárias e outras alterações de parâmetros presentes no sistema que afetam o sinal recebido pelo microfone, conforme mostrado na primeira imagem de cada gráfico.

5.5 CONTROLE DO RUÍDO ATIVO EM TEMPO REAL

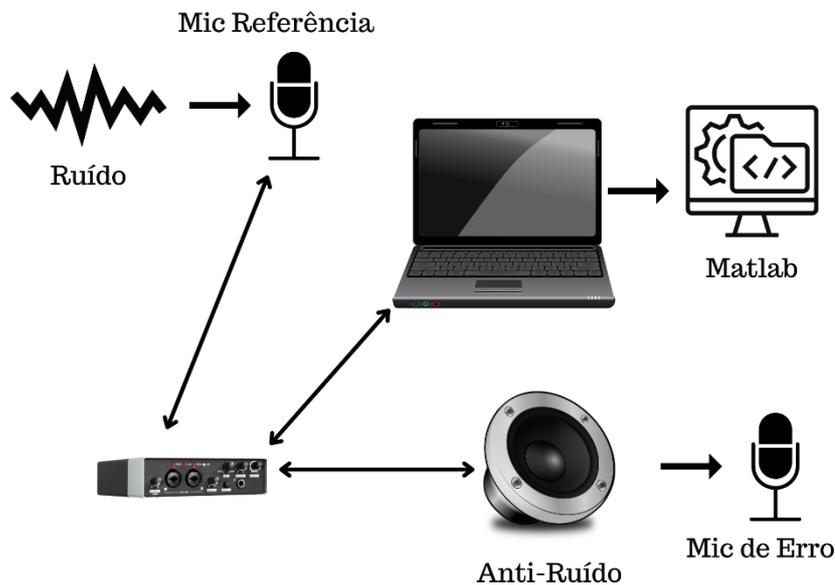
O último passo deste trabalho foi a elaboração de um sistema de controle ativo em tempo real. O algoritmo é basicamente composto de duas partes, em que a primeira faz o processamento inicial, e a segunda parte é o *loop* da função.

Assim, há uma função principal que chama as outras funções. Os parâmetros iniciais são definidos antes de o sistema começar a atuar, e há vários fatores que os influencia. Dentre estes fatores destaca-se o ambiente, se é fechado ou aberto, se há outros sons além do ruído que se deseja cancelar, a relação sinal-ruído obtida com o sistema de aquisição composto por microfones, alto-falantes, placas de som, etc. Varia também conforme a fonte de ruído, o modo como este se espalha no ambiente, bem como sua densidade espectral de potência.

Como o sistema possui arquitetura *Van Neumann*, isto é, utilizou-se um microcomputador, este não é ideal para esta aplicação, em que há um atraso também devido à leitura de processamento escrita, os quais não são realizados em paralelo, devido à arquitetura. Ainda assim, o *Matlab*® permite tratar o áudio como um objeto, em que, enquanto há processamento, o sistema consegue guardar as entradas atuais, o que minimiza este problema. Contudo, o ideal é a utilização de Processadores Digitais de Sinais, programados em baixo nível, com maior velocidade de processamento.

Ainda assim é válido o desenvolvimento em alto nível para questões de análise do algoritmo, limitações do sistema e melhorias deste, antes da implementação em *DSP*.

Figura 39 - Configuração física do sistema



Fonte: Dados do estudo (2022)

Antes de se chegar a este sistema, dois outros sistemas foram testados. Um deles utilizava apenas um microfone, o qual se relacionava ao erro. A implementação não foi bem-sucedida, pois esta solução exige a estimativa da entrada de referência, o que consome processamento e não é interessante nesta aplicação em alto nível. É, por exemplo, a solução utilizada para fones de ouvido, os quais pedem menos equipamento, devido ao peso e espaço principalmente.

Outra solução tentada também foi com apenas um sensor de referência, mas utilizado como entrada, o que caracteriza o controle *feedforward*. Do mesmo jeito que a solução anterior, desta vez o erro e sinal desejado eram estimados.

Para que o controle seja eficaz, a relação sinal-ruído do sensor de erro deve ser a mais alta possível. Assim, não há controle se o ponto onde se deseja realizar o cancelamento for muito longe da fonte de ruído, e o sistema não tiver boa captação e amplificação.

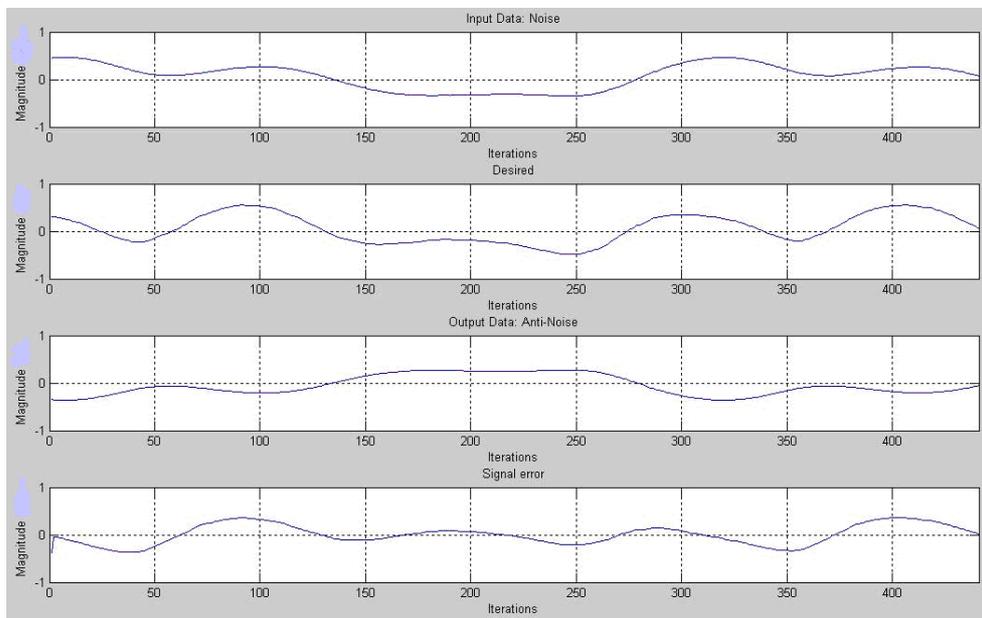
A título de experimento e análise, o atuador foi colocado próximo à fonte, em que inclusive pode-se considerar o sinal de referência igual ao sinal de erro, o que de fato melhorou os resultados, pela limitação do microfone utilizado como referência, o qual é um microfone dinâmico não ideal para esta aplicação.

O trabalho limitou-se a realizar graficamente o controle ativo de ruído, devido ao fato que o modelo de sistema faz com que o som não seja emitido continuamente,

mas em pedaços. Esses pedaços, mesmo para um mínimo de tempo de leitura/escrita utilizado, são perceptíveis no sinal do alto-falante, que emite o som fracionado, e não continuamente.

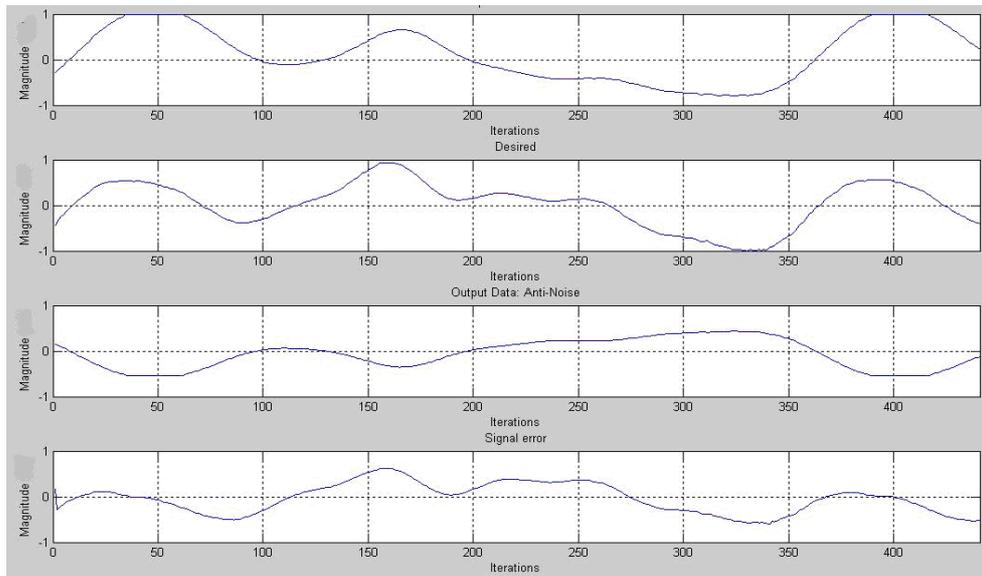
Nas Figuras 40, 41 e 42 estão os resultados obtidos para o controle em tempo real. Foi analisado o sinal de referência, que contém amostras apenas do ruído, o sinal de erro, que contém o sinal que se deseja cancelar, a estimativa do anti-ruído e o erro em si, que é a soma entre o sinal que se deseja cancelar e o anti-ruído, que denota o som de fato ouvido.

Figura 40 - Realização do controle em tempo real. Som de voz humana



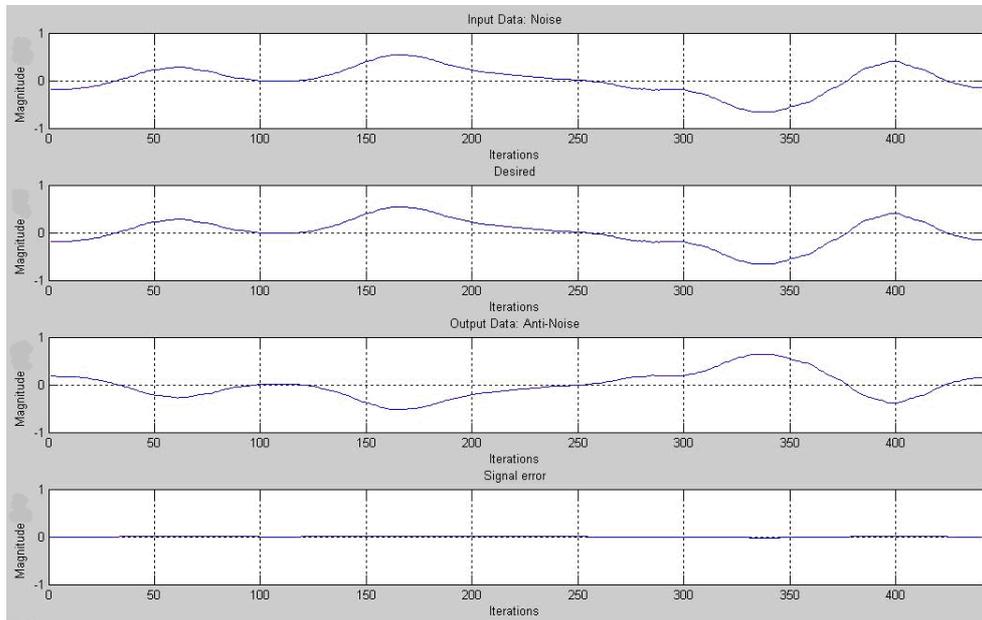
Fonte: Dados do estudo (2022)

Figura 41- Realização do controle em tempo real. Senoide modulada



Fonte: Dados do estudo (2022)

Figura 42 - Realização do controle em tempo real. Som de automóvel que passava pela rua em alta velocidade



Fonte: Dados do estudo (2022)

Antes de iniciar os experimentos, os parâmetros do filtro foram ajustados de forma a realizar o controle com maior eficácia. Utilizou-se comprimento de filtro $L=32$, passo 0,1 e duração da aquisição de dados $t = 10\text{ms}$.

Para valores de filtro menor, o sistema não gerava o anti-ruído com amplitude e fase desejadas. O mesmo ocorreu quando do aumento e diminuição do passo. Estes foram ajustados manualmente de forma a se ter um controle.

6 CONCLUSÃO

O sistema aqui proposto para estimar um sinal que cancela o outro, isto é, de fato fazer o controle ativo de ruído não obteve resultados satisfatórios. É improvável que haja uma solução universal válida, devido à complexidade inerente do tema desenvolvido diante do desafio de implementação da aplicação proposta.

Experimentos para analisar superposição e propriedades intrínsecas do sistema mostra que o caminho secundário tem grande influência no controle.

Os efeitos da má modelagem das respostas ao impulso comprometem todos os controles ativos e causa mudanças na mídia dando uma resposta ao impulso invariante no tempo.

Em teoria, o algoritmo *Filtered-X LMS* corresponde ao controle ativo de ruído, baseado em experimentos realizados em ambiente virtual. Os controles são considerados satisfatórios, levando em consideração que o modelo do caminho secundário é estacionário, onde o fator também está relacionado com as acústicas que alteram o modelo, como reflexos do ambiente, que são levadas em consideração como invariante.

Um sistema de controle de ruído acústico ativo em tempo real é proposto e implementado no Matlab®, utilizando o conceito de filtros adaptativos. Estas duas modelagens de resposta ao impulso do caminho secundário para alcançar a importância básica dos filtros adaptativos para o controle executivo ativo, são demonstrados neste trabalho.

A estimativa dos caminhos secundários é satisfatória, no entanto, ele funciona em um ambiente invariável no tempo. Então, qualquer outro som que aparece quando se controla, ou mesmo uma mudança no ambiente, pode danificar o sistema. O ideal seria a realização em tempo real analisando o sinal transmitido ao sinal coletado pelo alto-falante e pelo microfone de erro.

Além da aplicação central apresentada, pode ser útil implementar o algoritmo estudado com as alterações necessárias em outras aplicações como sinais elétricos que por muitas vezes são “contaminados” com ruídos, que podem ser decorrentes de interferência eletromagnética ou erros na criação e processamento dos sinais. Pode ser interessante incluir os algoritmos estudados em dispositivos que realizam tal recepção de sinal para mitigar ruídos que possam estar presentes neles.

Já existem sistemas de fones de ouvido que utilizam sistemas eletrônicos para cancelar sons externos, melhorando assim a experiência do usuário. Exemplos de tais sistemas são os fones de ouvido de proteção 3M™ MRX21*WS5 ou os fones de ouvido comerciais Bose™ QC35. O algoritmo estudado neste trabalho pode ser implementado em um sistema similar.

Este trabalho buscou apresentar um estudo sobre o desafio de controle de ruído de áudio ativo, propondo, portanto algumas conclusões descritas abaixo.

Nas metodologias de controle de modelagem do caminho secundário pode-se concluir que no modo *off-line* do caminho secundário foram apresentadas três estratégias de controle: *feedforward*, *feedback* e híbrido. Dos estudos realizados a estratégia híbrida é a que se mostrou mais eficiente, embora de maior custo e complexidade. O controle híbrido mostrou-se mais robusto e estável que as demais técnicas. A velocidade de convergência dos parâmetros deste controlador e a facilidade de sintonia são destaques nesta estratégia. Entre o controlador *feedback* e *feedforward* este último opera em bandas de frequência mais largas, sendo ligeiramente mais estável e robusto. O controle *feedback* por sua vez dispensa os sensores de referência, sendo uma técnica mais econômica em *hardware*. É eficiente para situações de atenuação de ruído em bandas estreitas e, recomendado nos casos de perturbações periódicas conhecidas.

Quanto à estratégia de controle na modelagem *on-line* do caminho secundário utilizou-se o método de Eriksson para fazer a estimativa. Esta técnica que utiliza a adição de um ruído branco no sistema mostrou-se robusto e eficiente, especialmente com os controladores *feedforward* e híbrido. Os resultados relativos à estratégia de controle *feedback* tiveram desempenho discretamente inferior.

A modelagem *on-line* do caminho secundário é naturalmente uma técnica mais dispendiosa computacionalmente, porém de natureza mais versátil com características de adaptação mais genérica, indicado para aplicações onde o caminho secundário experimenta modificações como, por exemplo, a variação na temperatura, na umidade.

Na avaliação experimental em sistema monocal observou-se que os três tipos de controladores com identificação *on-line* e *off-line* apresentam comportamento e desempenho semelhantes apontando uma maior eficiência da metodologia híbrida a um custo computacional mais elevado.

Sob o ponto de vista experimental destaca-se que as implementações dos algoritmos foram facilitadas com o uso do dSPACE®, onde a implementação é projetada a partir de diagrama de blocos construído no Simulink®.

Referente aos experimentos multicanais, as avaliações experimentais dos procedimentos de controle realizados, segundo as estratégias *feedforward*, *feedback* e híbrido mostraram a eficiência destes controladores e as diferenças, observadas no caso monocal, se mantiveram na estrutura multicanal.

Naturalmente o caso multicanal apresenta uma complexidade que cresce com o número de entradas e saídas consideradas. O esforço computacional é apreciável, o que levou no caso deste trabalho a uma busca por controladores de menor dimensão possível semelhantemente no que tange as dimensões adotadas para os modelos dos caminhos secundários.

Um resultado que merece destaque, observado no trabalho, é a capacidade das estratégias de controle atenuarem com eficiência ruído branco no caso multicanal *off-line*, fato não observado no caso monocal. O que sugere a utilização desta tecnologia onde o espectro de frequência a ser atenuado apresenta características de banda larga.

Destaca-se como contribuições deste trabalho a oportunidade para comparar as estratégias de controle de ruído ativo identificando suas potencialidades, vantagens e desvantagens, confirmando a superioridade da estratégia híbrida, em relação as demais, para controle de banda larga, porém exigindo a utilização de *hardware* e *softwares* de maior complexidade. Pode-se afirmar ainda que para interferências monocanais, a abordagem *feedforward* tem maior eficácia.

Comprovou se também que, para perturbações monocanais, a abordagem *feedforward* pode ser usada com bastante eficiência.

Portanto, considerando os objetivos definidos para este trabalho que constam na introdução, pode-se afirmar que todos tenham sido plenamente alcançados.

Este trabalho amplia a necessidade de que outras pesquisas e investigações sejam realizadas no sentido de aprimorar os modelos experimentais das estratégias para modelagem de cancelamento de ruídos:

- Aprofundar os estudos e análises da estratégia *feedforward* de banda estreita utilizando sensores não acústicos;

- desenvolver experimentos mais profundos sobre o efeito da realimentação acústica;
- alinhar experimentos sobre a estratégia de controle multicanal com estimativa *on-line* do caminho secundário utilizando processadores digitais que são desenvolvidos para aplicações em telecomunicações;
- estudar e analisar as técnicas de controle de ruído utilizadas no controle de vibrações estruturais de placas ou vigas.

REFERÊNCIAS

AGUIRRE, L.A. **Introdução à identificação de sistemas**: técnicas lineares e não lineares aplicadas a sistemas reais. 2. ed. Belo Horizonte: UFMG, 2004.

AGUIRRE, L.A. **Introdução à identificação de sistemas**: técnicas lineares e não lineares aplicadas a sistemas reais. Belo Horizonte: UFMG, 2000.

BERANEK L. L.; VER, I. L. **Noise and vibration control engineering: principles and applications**. New York: Wiley, 1992. 501p.

BURGESS, J.C. Active adaptive sound controls in a duct: a computer simulation. **Journal of the Acoustical Society of America**, v. 70, n. 3, p. 715-726, 1981.

CHAPLIN, B. The cancellation of repetitive noise and vibration. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON NOISE CONTROL ENGINEERING, 1980, Miami, Florida. **Proceedings [...]** p. 699 – 702.

CHAPLIN, G.B.; SMITH, R.A. Waveform synthesis: The Essex solutions to repetitive noise and vibration. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON NOISE CONTROL ENGINEERING, 1983. Edimburgo, v.1, p. 339.

CLARKSON, P. M. **Optimal and Adaptive Signal Processing**. Boca Raton: CRC Press, 1993.

DAVIS, Don; PATRONIS JR., Eugene; BROWN, Pat. **Sound System Engineering**. 4. ed. Indiana: Focal Press, 2013. 644 p. ISBN 978-0-240-81846-7

ELLIOTT, S. J.; NELSON, P.A. Controle de ruído ativo: técnicas de baixa frequência para suprimir o ruído acústico avançam com o processamento de sinal. **Revista de processamento de sinal IEEE**, v. 10, n. 4, p. 12-35, 1993.

ELLIOT, S. J.; NELSON, P. A. Active noise control: low-frequency techniques for suppressing acoustic noise leap forward with signal processing. **IEEE Signal processing magazine**, v.7, n.4, 1990.

ELLIOTT, S. J. et al. The active control of engine noise inside cars. In: INTER-NOISE AND NOISE-CON CONGRESS AND CONFERENCE PROCEEDINGS. Institute of Noise Control Engineering, 1988. p. 987-990.

ERIKSSON, L. J. Recursive algorithms for active noise control. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ACTIVE CONTROL OF SOUND AND VIBRATION, 1991, Tokyo. **Proceedings [...]** v. 91, p. 137–146, Acoustical Society of Japan, 1991.

ERIKSSON, L.J., Development of the Filtred-U algorithm for active noise control, **Journal of the Acoustical Society of America**, v. 89, n.1, Jan. 1991.

ERIKSSON, L. J. Computer-aided silencing: an emerging technology. **Sound Vibration**, v. 24, p: 42–45, 1990.

ERIKSSON, L.J., Active sound and vibration control: a technology in transition. **Noise Control Eng.**, v. 44, n. 1, 1996.

ESPÍNDOLA, J.J.; LOPES, E.M.O. Caracterização de materiais elastoméricos para controle de vibrações e ruídos acústicos. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO SOBRE SISTEMAS DINÂMICOS DA MECÂNICA – DINAME-,2. 1998. Campos do Jordão, SP.

FLOTOW, A. H.; FULLER, C.R. Active Control of Sound and Vibration. **IEEE Control Systems**, New York, v. 15, n.6, p.9-19, 1995.

FASTL, Hugo; ZWICKER, Eberhard. **Psychoacoustics: facts and models**. 3. ed. atual. Nova Iorque: Springer, 2007. 471 p. v. 1. ISBN 0720-678X.

GIL, A. C. **Como elaborar projetos de pesquisa**. 4. ed. São Paulo: Atlas, 2007

GOODWIN, G. C.; SIN, K. S. **Adaptive Filtering Prediction and Control**. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1984.

HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos de física: gravitação, ondas e termodinâmica**. São Paulo: LTC, 2008. 295 p. v. 2. ISBN 9788521616061.

HANSEN, C. H.; SNYDER, S. D. **Active Control of Noise and Vibration**. London, U.K.: E&FN Spon, 1997.

HANSEN, Colin H. **Understanding active noise cancellation**. 1. ed. Londres: Imprensa CRC, 2000. 176 p. ISBN 9780429078989. *E-book*.

HANSEN, C. H. **Understanding active noise cancellation**. 2 ed. London: CRC Press, 2003.

HANSEN, C. H.; SNYDER, S. D. **Active control of noise and vibration**. London: Taylor & Francis, 2010.

HARRIS, C. M. **Handbook of Acoustical Measurements and Noise Control**. 3.ed. New York: McGraw-Hill, 1991.

HULL, A. J.; RADCLIFFE C. J. State space representation of the nonself-adjoint acoustic duct system. **ASME J. Dynamic Systems, Measurement and Control**. v 113, p.112- 126,1990.

HULL, A. J.; RADCLIFFE, C. J.; SOUTHWARD, S. C. Global active noise control of a one-dimensional acoustic duct using a feedback controller. **Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control**, v. 115, p. 448-494, 1993.

HU, J. S. Active sound attenuation in finite-length ducts using closeform transfer function models. **Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control**, v.117, p. 143–154, 1995.

JEWETT, J.; SERWAY, R. **Física para cientistas e engenheiros: oscilações, ondas e termodinâmica**. 8. ed. rev. Boston: Cengage Learning, 2014. 488 p. v. 2. ISBN 9788522127092.

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

KUO, S. M.; MORGAN, D.R. Active Noise Control: a tutorial review. **Proceedings of the IEEE**, v. 87, n.6, p: 943–973, 1999.

KUO, S. M.; MORGAN, D. R. **Active Noise Control Systems: algorithms and DSP implementations**. New York: Wi-ley, 1996.

LUEG, P. **Process of silencing sound oscillations**. Depositante: P.Lueg. Titular: P.Lueg. U.S.2,043,416. Depósito: 1 jun. 1934. Concessão: 8 jun. 1936.

MORGAN, D. R. An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path. **IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing**, v. 28, p: 454–467, 1980.

NASCIMENTO, Yanes Costa. **Experimento de Controle Ativo de Ruídos**. Orientador: Karina Araujo Kodel. 2019. 43 p. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharel em Ciências Exatas e Tecnológicas.) - Universidade Federal do Recôncavo da Bahia, Cruz das Almas, 2019.

NELSON, P.A; ELLIOTT, S.J. **Active Control of Sound**. San Diego: Academic Press, 1992. 436 p. v. 3. ISBN 978-0-12-269440-0.

NUÑEZ, I. J. C.; CARDOSO, P. M.; RIBEIRO, J. F., Controle ativo de ruído em dutos implementado em plataforma DSP. In: SIMPÓSIO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA, 14, 2004, Uberlândia. **Proceedings [...]** Universidade Federal de Uberlândia, 2004.

NUÑEZ, I.J.C. **Controle ativo de ruído em dutos: Um estudo teórico- experimental**. 2005. 90 p. Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) - Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2005.

OLSON, Harry F.; MAY, Everett G. Electronic Sound Absorber. **Journal of the Acoustical Society of America**, v. 25, n. 6, p. 1130-1136, 1953.

OLIVARES, Antônio Mínguez. **Ingeniería Avanzada para Sistemas de control de ruido acústico mediante técnicas adaptativas**. 1998. 293 f. Tese (Doutorado em Engenharia) - Universidade Politécnica de Madri, Madri, 1998.

- OLIVEIRA, L.P.R. de. **Controle ativo de ruído em veículos e seu impacto na qualidade sonora**. Orientador: Paulo Sérgio Varotto. 2007. 170 p. Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) - Universidade de São Paulo, São Carlos, 2007.
- POOLE, L. A.; WARNAKA, G. E.; CUTTER, R.C. The implementation of digital filters using a modified Widrow - Hoff algorithm for the adaptive cancellation of acoustic noise. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH, AND SIGNAL PROCESSING, ICASSP, 84, San Diego, California, USA, March 19-21, 1984. pages 215-218, IEEE, 1984
- POPOVICH, S. R.; MELTON, D. E.; ALLIE, M. C. New adaptive multi-channel control systems for sound and vibration. In: CONGRESSO E CONFERÊNCIA INTER-NOISE. 1992, Toronto. **Anais[...]**, p. 405–408.
- RIBEIRO, Marco Antonio. **Controle de processos: teoria e aplicações**. 7. ed. Salvador: Tek Treinamento & Consultoria, 2001. 296 p.
- SATHLER, Cleber Souza Faria. **Controle ativo de ruído**. Orientador: Eduardo Parente Ribeiro. 2009. 46 p. Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2009.
- SILVA, Renan Roberto Benitz da. **Controle ativo de ruído em dutos com os algoritmos FX-LMS e FU-LMS**. Orientador: Herbert Martins Gomes. 2020. 141 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia) - Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2020.
- STEVENS, J.C.; AHUJA, K.K. Recent advances in active noise control. **AIIA Journal**, v. 29, n. 7, p:1058 -1067, 1991.
- SWANSON, D. C. Active noise attenuation using a self-tuning regulator as the adaptive control algorithm. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON NOISE CONTROL ENGINEERING, Pennsylvania, 1989. Noise Control Foundation, New York, p.467 – 470, 1989.
- TICHY, J.; WARNAKA G. E. Effect of evanescent waves on the active attenuation of sound in ducts. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON NOISE CONTROL ENGINEERING – Inter-Noise.1983. **Proceedings [...]**, p. 435-438, Institute of Acoustics, 1983.
- WIDROW, B.; SHUR, D.; SHAFFER, S. On adaptive inverse control. In: ASILOMAR CONFERENCE ON CIRCUITS, SYSTEMS AND COMPUTERS, 15, 1981. **Proceedings [...]** p. 185–189, 1981.
- WIDROW, B.; STEARNS S. D. **Adaptive Signal Processing**. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.
- ZUFFI, Geisa Arruda. **Desenvolvimento de um sistema de controle ativo de ruído de baixo custo**. Orientador: Marcus Antonio Viana Duarte. 2017. 82 p.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) - Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2017.