

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

Controle Ativo de Ruído em Duto Acústico Utilizando o Controlador Adaptativo Fx-nLMS

Autor: Bruno Giuliani Gomes

Orientador: Prof. Dr. Renato Vilela Lopes

Coorientadora: Prof. Dr. Maria Alzira de Araújo Nunes

Brasília, DF

2022



Bruno Giuliani Gomes

Controle Ativo de Ruído em Duto Acústico Utilizando o Controlador Adaptativo Fx-nLMS

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

Universidade de Brasília - UnB

Faculdade UnB Gama - FGA

Orientador: Prof. Dr. Renato Vilela Lopes

Coorientadora: Prof. Dr. Maria Alzira de Araújo Nunes

Brasília, DF

2022

Bruno Giuliani Gomes

Controle Ativo de Ruído em Duto Acústico Utilizando o Controlador Adaptativo Fx-nLMS/ Bruno Giuliani Gomes. – Brasília, DF, 2022-
99 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Renato Vilela Lopes

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de Brasília - UnB
Faculdade UnB Gama - FGA , 2022.

1. Ruído. 2. Controle. I. Prof. Dr. Renato Vilela Lopes. II. Universidade de Brasília. III. Faculdade UnB Gama. IV. Controle Ativo de Ruído em Duto Acústico Utilizando o Controlador Adaptativo Fx-nLMS

CDU 00:000:000.0

Bruno Giuliani Gomes

Controle Ativo de Ruído em Duto Acústico Utilizando o Controlador Adaptativo Fx-nLMS

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

Trabalho aprovado. Brasília, DF, 01 de junho de 2013:

Prof. Dr. Renato Vilela Lopes
Orientador

**Prof. Dr. André Murilo de Almeida
Pinto**
Convidado 1

**Prof. Dr. Polliana Candida Oliveira
Martins**
Convidado 2

Brasília, DF
2022

Agradecimentos

Como nas palavras de Antoine de Saint-Exupéry: "Sou um pouco de todos que conheci, um pouco dos lugares que fui, um pouco das saudades que deixei e sou muito das coisas que gostei". Portanto, gostaria de dedicar essa sessão em agradecimento aqueles que compõem os poucos de mim.

Aos meus familiares que me apoiaram durante a jornada acadêmica, em especial, meus pais Gibson e Vanessa por todo o suporte e investimento na minha educação, agradecer ao meu irmãozinho Miguel, que apesar de muito pequeno para entender as palavras aqui contidas, esteve presente e foi muito importante para mim durante esses anos. Ao meu tio Cássio pela inspiração e pelas tantas vezes que me ajudou com as matérias desde pequeno.

Aos meus avós maternos que sempre me dão tanto carinho e apoio e também aos paternos, que não estão mais aqui para ver a conclusão desse trabalho, mas onde quer que estejam espero que estejam observando orgulhosos.

A todos os meus amigos e colegas de faculdade, que nem caberiam listados aqui, mas que me apoiaram durante a jornada acadêmica e vão continuar me apoiando até o final dela das mais diversas formas.

Agradecer especialmente aos professores Maria Alzira e Renato Lopes pelo apoio em assumir a orientação e na construção do trabalho. Agradecer ao professor Edson pelos vários semestres ofertando a disciplina de TEP que foi parte fundamental da minha graduação. E a todos os outros incríveis professores que tive durante os últimos anos.

Agradecer, por fim, à todas as pessoas cujos caminhos se separaram do meu, mas que independente de qualquer acontecimento desempenharam papéis muito importantes na minha vida pessoal e acadêmica.

*“Eu, que sou cego, — mas só peço luzes...
Que sou pequeno, — mas só fito os Andes..”
(Espumas Flutuantes, Castro Alves)*

Resumo

Esse trabalho desenvolve a implementação de um Controlador Ativo de Ruídos (CAR) em uma Bancada Experimental. O objetivo primário do sistema é permitir o estudo do controle ativo de ruídos em laboratório. Sistemas como esse já vem sendo aplicados na indústria para redução de emissões sonoras em equipamentos como chaminés e podem trazer inúmeros benefícios a sociedade relacionados a redução de poluição sonora. Além disso, também já existem estudos sobre utilização desses sistemas em motores aeronaves e automóveis por exemplo. No trabalho, é feita uma simulação numérica inicial de um modelo para o controlador Fx-NLMS, o modelo estudado em simulação, é então implementado em uma bancada experimental. Com a bancada e algoritmo de controle operantes foram realizados testes com tons puros e ruído branco para validar o funcionamento do controlador e determinar sua eficiência na redução de ruídos. Por fim, o trabalho apresenta a evolução do funcionamento dos algoritmos de CAR dentro do Laboratório de Acústica e Vibrações da Universidade de Brasília.

Palavras-chaves: Controle Ativo de Ruídos. Bancada Experimental. Fx-NLMS. Tons Puros. Ruído Branco.

Abstract

This work develops the implementation of an active Noise Controller (ANC) in an experimental environment. The primary objective of the system is to allow further study on active noise control in the laboratory. Applications of this systems have already been applied in the industry to reduce noise emission in some instruments, such as chimneys, and can bring many benefits to society related to the reduction of sound flow. Furthermore, research is already being conducted to determine the viability of these systems in aircraft and automobile engines. This work presents an initial numerical simulation of a model for the Fx-NLMS controller is performed, and the model studied in the simulation is then implemented in the experimental environment. With the control algorithm properly implemented and operating, tests were performed with pure tones and white noise to validate the controller's operation and determine its efficiency in noise reduction. Ultimately, the work presents the evolution of the effectiveness of the CAR algorithms within the Laboratory of Acoustics and Vibrations of the University of Brasília.

Key-words: Active Noise Control. Experimental Environment. Fx-NLMS. Pure Tones. White Noise.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Silenciadores Industriais	26
Figura 2 – Controladores Passivos de Aeronaves	26
Figura 3 – Composição percentual do ruído total emitido	27
Figura 4 – Espectro Sonoro de um Motor Moderno	28
Figura 5 – Loop de <i>feedback</i> entre a instabilidade de combustão e a acústica	29
Figura 6 – Fluxograma de Trabalho	31
Figura 7 – Diagrama ilustrando uma onda esférica e uma plana	34
Figura 8 – Ilustração de Frequência e Comprimento de onda	35
Figura 9 – Modelo de Propagação em Dutos Retilíneos	38
Figura 10 – Interferência Construtiva	40
Figura 11 – Interferência Destrutiva	40
Figura 12 – Interferência Combinada de Ondas	40
Figura 13 – Concepção do FxLMS	42
Figura 14 – Fluxograma do algoritmo LMS Normalizado	43
Figura 15 – Exemplo de FIR com 20 Coeficientes	44
Figura 16 – Espectro do Ruído Branco	45
Figura 17 – Espectro dos Ruídos Coloridos	46
Figura 18 – Esquemático do Sistema Simulado	48
Figura 19 – Implementação do Fx-nLMS	49
Figura 20 – Exemplo de Configuração do Modelo de Caminho Primário	49
Figura 21 – Fonte Sonora do Teste	50
Figura 22 – Estimador do Caminho Secundário	50
Figura 23 – Bancada Experimental e Componentes	51
Figura 24 – Modelo do Duto Acústico	52
Figura 25 – Componentes da Bancada	53
Figura 26 – Placa Controladora Dspace CP1104	54
Figura 27 – Configuração do LMS	56
Figura 28 – Gráfico da Coerência do Modelo Secundário na Formulação de espaço de estados	57
Figura 29 – Algoritmo de Ajuste	58
Figura 30 – Resposta Base do Sistema	60
Figura 31 – Coeficientes da Simulação Base	60
Figura 32 – Resposta Base com Ruído Branco	61
Figura 33 – Coeficientes com adição de Ruído Branco	61
Figura 34 – Simulação com 10 coeficientes no filtro do caminho primário	62
Figura 35 – Resposta simulada com 10 coeficientes no filtro do caminho primário	62

Figura 36 – Coeficientes do Estimador de Caminho Secundário	63
Figura 37 – Resposta de má estimativa do caminho secundário	64
Figura 38 – Coeficientes para uma má estimativa do caminho secundário	64
Figura 39 – Simulação com $\alpha = 0.8$	65
Figura 40 – Coeficientes com $\alpha = 0.8$	65
Figura 41 – Resultado no domínio da Frequência	66
Figura 42 – Resultados dentro da frequência de Corte	66
Figura 43 – Coeficientes dos Modelos de Caminho Secundário	68
Figura 44 – Comparação de desempenho em 120 Hz dos Modelos	69
Figura 45 – Comparação de desempenho em 160 Hz dos Modelos	70
Figura 46 – Performance do Controlador no Domínio do Tempo	71
Figura 47 – Resultados do Controle em 260 Hz (Primeiro Pico)	71
Figura 48 – Resultados do Controle em 360 Hz (Segundo Pico)	72
Figura 49 – Resultados do Controle em 460 Hz (Frequência mais atenuada pelo duto)	72
Figura 50 – Desempenho em 160 Hz do controlador com aumento de ruído	73
Figura 51 – Resultados do Controle em 460 Hz (Frequência mais atenuada pelo duto)	74
Figura 52 – Teste Completo	75
Figura 53 – Resultado Geral na Frequência	77
Figura 54 – Resultados para o ruído marrom	91
Figura 55 – Coeficientes do ruído marrom	91
Figura 56 – Resultados para o ruído azul	92
Figura 57 – Coeficientes do ruído azul	92
Figura 58 – Resultados para o ruído roxo	93
Figura 59 – Coeficientes do ruído roxo	93
Figura 60 – Resultados para o ruído rosa	94
Figura 61 – Coeficientes do ruído rosa	94
Figura 62 – Detalhes da Bancada	96
Figura 63 – Circuito de Alimentação dos Microfones	96
Figura 64 – Circuito do Filtro Passa-Baixa	97

Lista de tabelas

Tabela 1 – Nível Sonoro Efetivo Emitido por diferentes modelos de aeronave	28
Tabela 2 – Velocidade do Som em diferentes Meios	36
Tabela 3 – Medidas da Bancada	52
Tabela 4 – Descrição dos Componentes	52
Tabela 5 – Resposta a diferentes Ruídos adicionados na entrada	60
Tabela 6 – Valores Otimizados de μ	67
Tabela 7 – Performance do Controlador com Ruído Branco	74
Tabela 8 – Resultado Percentual da Atenuação	74
Tabela 9 – Performance com Ruído Branco	75
Tabela 10 – Resultados do controlador	76
Tabela 11 – Coeficientes Canônicos da Matriz de Estados	98
Tabela 12 – Coeficientes da Matriz de Entradas	99

Lista de abreviaturas e siglas

A/D e D/A	Analógico/Digital e Digital/Analógico
CAR	Controle Ativo de Ruídos
AC	Corrente Alternada
DC	Corrente Contínua
EPNdB	<i>Effective Percieved Noise Level</i>
FIR	Filtro de Resposta ao Impulso Finita (<i>Finite Impulse Response</i>)
Fx-nLMS	Filtro Digital (<i>Filtered Normalized Least Mean Square</i>)
Hz	Hertz
LMS	Mínima Média Quadrática (<i>Least Mean Square</i>)
rad/s	Radianos por Segundo
OMS	Organização Mundial da Saúde
NO _x	Óxidos de Nitrogênio
PVC	Policloreto de Vinila
RMS	Raiz do Calor Médio Quadrático (<i>Root Mean Square</i>)
S.I	Sistema Internacional de Unidades
UnB	Universidade de Brasília
LabNVH	Laboratório de Acústica e Vibrações da Universidade de Brasília

Lista de símbolos

A/A_n	Amplitude de Onda
$F(z)$	Caminho de Realimentação
$R(z)$	Caminho de Referência
$P(z)$	Caminho Primário
$S(z)$	Caminho Secundário
$\mathbf{u}^*(n)$	Complexo Conjugado de $\mathbf{u}(n)$
dB	Decibel
d/\varnothing	Diâmetro
$e(n)$	Erro Estimado
$W(z)$	Estimativa do Caminho Primário
$\hat{S}(z)$	Estimativa do Caminho Secundário
e^i	Exponencial Complexa
α	Fator de Escoamento
f	Frequência em Hertz
f_n/f_c	Frequência de Corte
$f(\mathbf{u}(n), e(n), \mu)$	Função de Atualização dos Coeficientes do LMS
$p(x, t)$	Função de Pressão Acústica da Onda Sonora
$p(t)$	Função de Pressão Acústica pelo Tempo
$P(\omega)$	Função em Frequência Resultante da Transformada de Fourier
$^{\circ}C$	Graus Celsius
n	Índice de Tempo do LMS
k	Índice do Bloco de Amostras do LMS
$k/sikilo$	Kilo

$\mathbf{u}^H(n)$	Matriz Hermitiana
	m/m Metro
μF	Micro-Faraday
mA	Miliampère
mm	Milímetro
k/k_n	Número de Onda
N	Número de Amostras
\mathbb{R}	Parte Real
T	Período
$w(k)$	Pesos do Filtro LMS
P	Pressão Ambiente
r	Razão Sinal Ruído
$d(n)$	Resposta Desejada
$y(n)$	Saída Filtrada
s	Segundos
$\mathbf{u}(n)$	Sinal de Entrada
t	Tempo
$\mathbf{u}^T(n)$	Transposta do Vetor $\mathbf{u}(n)$
\mathcal{F}	Transformada de Fourier
V	Volts
i	Variável de iteração
c/c_0	Velocidade do Som no Meio
W	Watt
λ	Comprimento de Onda
π	Constante Matemática (3,1415...)
ρ	Densidade

ϕ/ϕ_n	Fase da onda
ω/ω_n	Frequência do Sistema em rad/s
Ω	Ohms
ε	Racional utilizado para evitar divergências do Fx-nLMS

Sumário

1	INTRODUÇÃO	25
	Introdução	25
1.1	Contextualização	25
1.2	Motivação	27
1.3	Objetivos	30
1.3.1	Objetivos Gerais	30
1.3.2	Objetivos Específicos	30
1.4	Metodologia	30
1.5	Organização do Trabalho	31
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	32
2.1	Car em Dutos e Aplicações Gerais	32
2.2	CAR em sistemas Aeronáuticos	33
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	34
3.1	Fundamentos do Som	34
3.1.1	Propriedades Quantitativas das Ondas	34
3.2	Propagação de ondas sonoras em dutos	37
3.3	Controle Ativo de Ruído	40
3.3.1	Interferência de Ondas	40
3.3.2	O controlador F_x -nLMS	41
3.4	Filtros FIR ("<i>finite impulse response</i>")	44
3.5	Ruído Branco e Colorido	45
3.6	Representação em Espaço de Estados	46
4	MATERIAIS E MÉTODOS	48
4.1	Simulação Numérica	48
4.1.1	Sistema do Controlador	49
4.1.2	Estimativa do Caminho Secundário	50
4.2	Implementação Experimental do Controlador	51
4.2.1	Estrutura da Bancada Experimental	51
4.2.2	Implementação do Controlador	55
4.2.3	Identificação do Caminho Secundário	56
4.3	Ajuste dos Parâmetros	58
5	RESULTADOS E DISCUSSÃO	59

5.1	Resultados da Simulação	59
5.1.1	Impacto de Ruídos no Controlador	59
5.1.2	Impacto dos Coeficientes do caminho primário	61
5.1.3	Impacto dos coeficientes do caminho secundário	63
5.1.4	Efeito do Coeficiente de Vazamento(α)	64
5.1.5	Resultados do Controle no Domínio da Frequência	65
5.2	Resultados Experimentais	66
5.2.1	Modelo do Caminho Secundário	68
5.2.2	Resposta a Tons Puros	70
5.2.3	Resposta do Controlador ao Ruído Branco	72
5.3	Discussão	76
6	CONCLUSÃO	78
	REFERÊNCIAS	80
	APÊNDICES	85
	APÊNDICE A – DIAGRAMA DO ALGORITMO DE CONTROLE	86
	APÊNDICE B – DIAGRAMA DO ESTIMADOR DE CAMINHO SECUNDÁRIO	88
	APÊNDICE C – SIMULAÇÕES PARA DIFERENTES RUÍDOS	91
C.1	Ruído Marrom	91
C.2	Outros Ruídos	92
	ANEXOS	95
	ANEXO A – INFORMAÇÕES ADICIONAIS DA BANCADA	96
	ANEXO B – MATRIZES DA FORMULAÇÃO EM ESPAÇO DE ESTADOS	98
B.1	Matriz de Estados (A)	98
B.2	Matriz de Entradas (B)	98
B.3	Matriz de Saídas (C) e de Alimentação Direta(D)	99

1 Introdução

1.1 Contextualização

Com a larga expansão da aviação civil e dos lançamentos orbitais nas últimas quatro décadas, o crescimento dos aeroportos e a proximidade dessas estruturas com as cidades, o controle da emissão sonora causada por aeronaves como aviões, helicópteros e foguetes tem se desenvolvido como um tópico de crescente preocupação (DOWLING; MAHMOUDI, 2015).

O primeiro e mais perceptível impacto causado por fontes sonoras na sociedade moderna é a poluição sonora. Segundo Onogawa e Hirai (1996) os problemas causados pela poluição sonora já podem ser classificados como tão graves e urgentes quanto os relacionados a poluição do ar.

Segundo a Organização Mundial da Saúde, a poluição sonora é responsável pelos mais diversos problemas de saúde, entre eles: perda de audição, mudanças comportamentais, aumento dos níveis de estresse, distúrbios de sono, problemas cardiovasculares e fisiológicos, efeitos na saúde mental e perda de performance em atividades como trabalho e estudos Berglund et al. (1999). Na mesma publicação, a OMS aponta que exposição durante a infância aos ruídos oriundos de aplicações aeronáuticas está diretamente ligada a mudanças psicofisiológicas permanentes, problemas de alfabetização e perda de motivação.

Existem duas abordagens principais para o controle de ruídos, o controle passivo e o controle ativo. A maneira de classificar ambos está relacionada com a necessidade de utilizar fontes externas de energia. Silenciadores que utilizam de barreiras física, formatos geométricos ou materiais específicos para conter as vibrações acústicas estão dentro da categoria de controle passivo. Já as abordagens que usam fontes externas de energia em métodos envolvendo processamento de áudio e atuadores, por exemplo, se encaixam na categoria dos controladores ativos. Também existem propostas de controle híbrido, que combinam ambas abordagens para diferentes faixas de frequência (VER; BERANEK, 2006).

Aplicações de controladores passivos já podem ser vistas no dia a dia. Sistemas desse tipo são muito comuns em silenciadores de tubulações industriais (Figuras 1a e 1b), bem como já estão presentes na aviação civil. A nacele do Boeing 787 (Figura 2a) que tem uma forma serrada, chamada "*Chevron*" responsável por facilitar a mistura dos gases na exaustão e reduzir ruído, bem como os "*liners*" acústicos (Figura 2b) que utilizam do princípio de ressonância de Helmholtz para dissipar energia sonora são alguns exemplos.

Figura 1 – Silenciadores Industriais

(a) Vista Externa



(b) Vista Interna



Fonte: DB noise reduction (2022) e Ergil (2023)

Figura 2 – Controladores Passivos de Aeronaves

(a) Nacele em formato serrado ("*Chevron*")(b) "*Liners*" Acústicos

Fonte: Boeing (2009) e Wikipedia (2023)

Apesar da eficiência de métodos desse tipo, o trabalho [Langhorne, Dowling e Hooper \(1990\)](#) destaca que essa abordagem não é muito eficiente para frequências mais baixas, uma vez que os materiais acústicos, via de regra, possuem melhor eficiência em médias e altas frequências.

Na proposta de controle ativo mais comum são exploradas as interações destrutivas de ondas (apresentadas na seção [3.3.1](#)), para reduzir instabilidades e ruídos. Os controladores ativos propostos na literatura podem ser separados em dois subgrupos: (I) Controladores desenvolvidos experimentalmente ou (II) Controladores baseados em modelos teóricos. Em geral a implementação de controladores do primeiro tipo utiliza circuitos eletrônicos com filtros e alteradores de fase. Nesse método algoritmos de controle são utilizados para ajustar parâmetros do sistema e reduzir a amplitude das oscilações acústicas do sistema por tentativa e erro. A principal desvantagem apresentada por esse artifício,

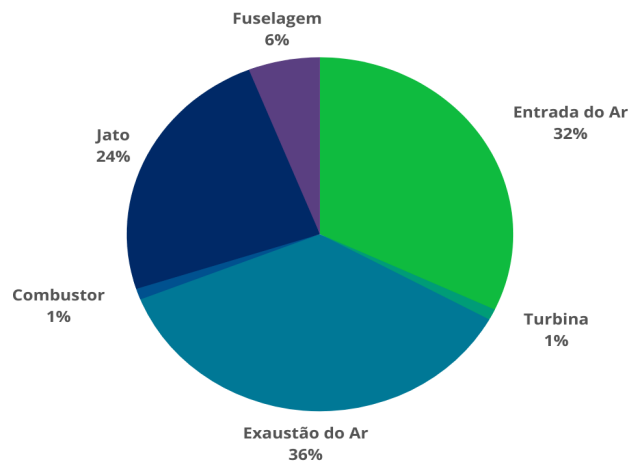
é a introdução de picos secundários com frequências não correspondentes aos modos de vibração esperados do sistema (FLEIFIL et al., 1998).

1.2 Motivação

No livro *Fundamentals of Aeroacoustics with Applications to Aero propulsion Systems*, os autores Sun e Wang (2021) explicam que, mesmo com a evolução das técnicas de controle de ruídos já empregadas, o sistema propulsivo ainda é a fonte sonora principal na aviação. É válido lembrar que essa análise considera aeronaves em regime subsônico, não levando em conta os ruídos gerados por ondas de choque.

Em seu livro *Aircraft Noise*, Smith (2004) apresenta uma estimativa da proporção da colaboração de cada uma das fontes de ruído envolvidas no som gerado por um motor turbojato em 1950 (Figura 3).

Figura 3 – Composição percentual do ruído total emitido



Fonte: Smith (2004) (Adaptado)

Lighthill (1954) propôs a teoria da analogia sonora e uma fórmula explícita para modelagem do som de jatos. Esse resultado explicou como reduzir o som oriundo dos turbojatos reduzindo a velocidade do jato no motor.

Já em 1960 começaram a surgir os motores *turbofan*, que trouxeram consigo maior eficiência propulsiva e ainda menor ruído de jato. Essa evolução tecnológica resultou em uma redução da ordem de 10 dB no ruído dos motores. Apesar dessa redução, os níveis sonoros emitidos pelos motores mais modernos, ainda são muito altos, como mostra a Tabela 1. Com a redução do impacto sonoro do jato em motores *turbofan* modernos, o controle de outras fontes sonoras, entre elas a combustão, tem ganhado cada vez mais importância (SUN; WANG, 2021).

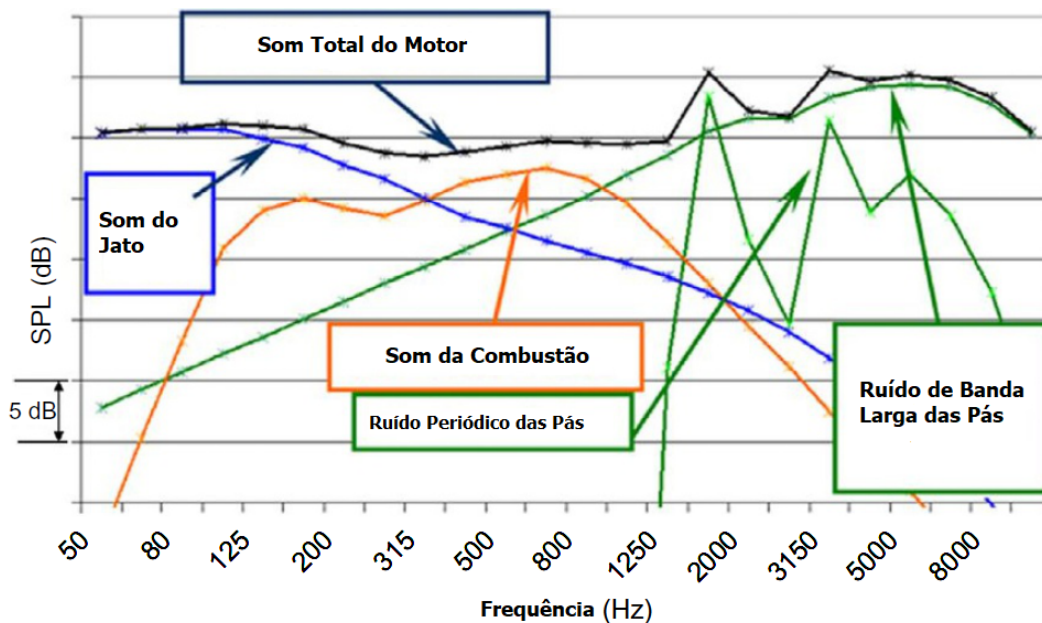
Tabela 1 – Nível Sonoro Efetivo Emitido por diferentes modelos de aeronave

	EPNdB	
	Decolagem	Pouso
<i>Quadri-Motores</i>		
Boeing 747	104	106
<i>Tri-motores</i>		
Douglas DC10	98	106
Lockheed TriStar	98	102
<i>Bi-Motores</i>		
Boeing 767	89	102
Airbus A300	90	102
Boeing 757	86	98
Airbus A320	85	92
Fokker 100	84	93

Fonte: [Smith \(2004\)](#) (Adaptado)

O espectro de cada componente do som emitido por um motor *turbofan* moderno durante o pouso pode ser visto na Figura 4, onde é possível notar que o espectro sonoro emitido pela combustão apresenta frequências principalmente nas faixas entre 125 e 800 Hz.

Figura 4 – Espectro Sonoro de um Motor Moderno



Fonte: [Sun e Wang \(2021\)](#) (Adaptado)

O principal fator que motiva as pesquisas sobre a redução dos ruídos aeronáuticos são as regulações e restrições cada vez mais rígidas quanto ao tema e a preocupação dos operadores aéreos com o conforto dos passageiros ([DURAN et al., 2014](#)).

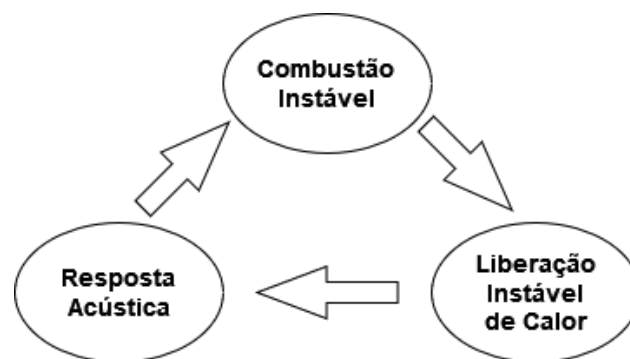
Contudo, o excesso de ruído nas aplicações aeroacústicas também está interligado

a outras consequências. A título de exemplo, tensões geradas pelas respostas dinâmicas do corpo a excitações sonoras podem colocar em risco a integridade estrutural (VER; BERANEK, 2006).

De modo a reduzir a emissão de gases poluentes como os óxidos de nitrogênio (NO_x) em combustores modernos, parte dos gases resultantes da exaustão podem ser recirculados de volta a câmara de combustão. Esse processo reduz a temperatura da chama e a concentração de oxigênio, causando uma queda considerável na formação dos NO_x . Entretanto, esse processo aumenta muito a emissão de ruídos do motor, o que dificulta a aplicação desse método nos motores atuais. Ainda nesse contexto, também foi mostrado que o som pode causar perda de eficiência na combustão (ANNASWAMY; GHONIEM, 1995).

É possível, por fim, citar o problema da instabilidade termoacústica, causado pela interação entre instabilidades na combustão, e o modo acústico natural dos combustores (Figura 5), podendo causar perdas catastróficas, como derretimento de componentes, ou comprometimento total do equipamento (SUN; WANG, 2021).

Figura 5 – Loop de *feedback* entre a instabilidade de combustão e a acústica



Fonte: Sun e Wang (2021) (Adaptado).

Segundo Duran et al. (2014), entre as fontes sonoras principais dos produtos aeronáuticos, o controle acústico das câmaras de combustão tem ganhando cada vez mais importância.

Nesse contexto, mudanças na seleção de materiais e geometrias das câmaras de combustão acarretam em mudanças complexas de projeto, portanto o CAR passa a se apresentar como uma possível solução ao problema.

Tendo em vista as limitações de tempo e recursos, bem como a complexidade do assunto, realizar um trabalho completo considerando todas as variáveis envolvidas na combustão se torna uma tarefa excessivamente complexa, dessa forma o escopo do projeto foi reduzido de forma a englobar os pilares iniciais de pesquisa, permitindo que novos trabalhos avancem cada vez mais no tema.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivos Gerais

O objetivo geral do trabalho é implementar, testar e calibrar o controle ativo de ruídos (Fx-nLMS) na bancada experimental do LabNVH, um tubo sem fluxo e dimensionado para permitir a propagação de ondas planas. Assim viabilizando que a mesma seja usada para diversas pesquisas futuras, tanto na área de combustão, como em outras áreas de interesse.

1.3.2 Objetivos Específicos

Tem-se por objetivos específicos:

- Implementar e Simular o controlador Fx-nLMS;
- Entender como os parâmetros do controlador afetam seu comportamento e otimizar seu ajuste para o modelo experimental;
- Testar a resposta e eficiência do controlador para diferentes métodos de estimativa do caminho secundário;
- Testar a resposta e eficiência do controlador para tons puros em diferentes faixas de frequência;
- Testar a resposta e eficiência do sistema a ruídos brancos adicionados a tons puros;

1.4 Metodologia

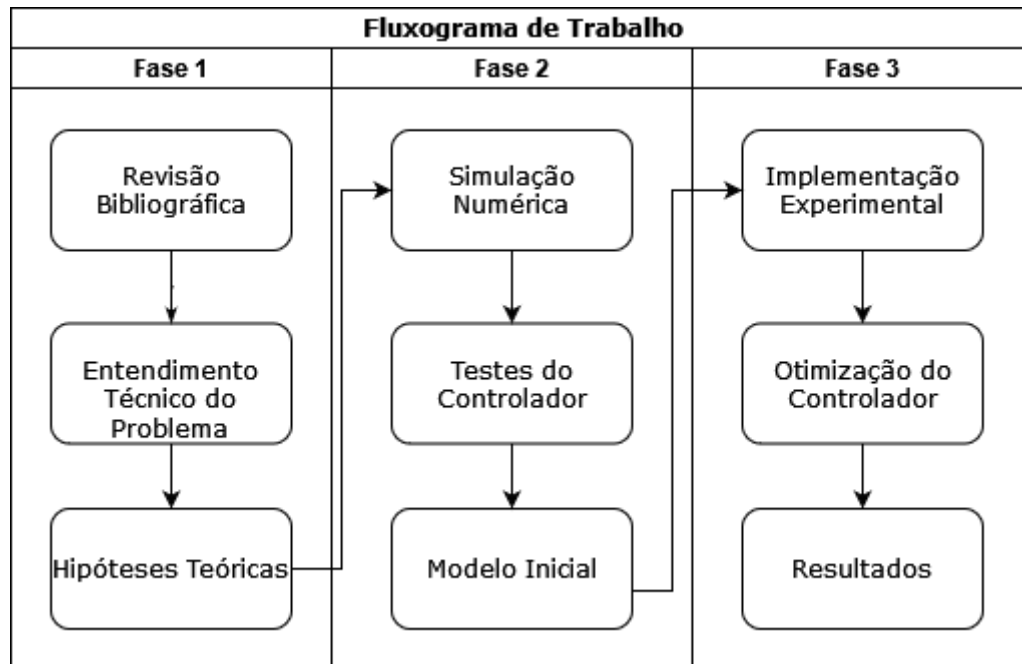
A metodologia deste trabalho é investigativa, analítica e experimental, para tal foram utilizados os softwares Simulink® e Matlab® da companhia MathWorks® além do software Control Desk 7.1 da dSpace ©. O trabalho foi realizado ao longo de três fases, resumidas na Figura 6.

Na primeira etapa foi realizada uma extensa revisão bibliográfica sobre trabalhos na área, foram revisados artigos com diferentes abordagens e métodos de avaliação de problema. Para melhor entender as limitações e especificidades do CAR.

Na segunda etapa foram realizadas suposições matemáticas do comportamento do sistema e simulações numéricas iniciais com o Simulink, de forma a permitir o entendimento das características e propriedades do controlador, assim facilitando o entendimento do comportamento esperado do modelo em laboratório.

A terceira etapa, foi transpor os métodos desenvolvidos numericamente para o âmbito experimental e afinar as propriedades do controlador permitindo que sejam realizados diversos testes, assim validando o funcionamento do controle ativo dentro do contexto experimental.

Figura 6 – Fluxograma de Trabalho



1.5 Organização do Trabalho

Este trabalho está organizado em seis capítulos. Neste primeiro capítulo, foi apresentada uma contextualização e os objetivos da pesquisa.

O capítulo seguinte apresenta uma breve revisão bibliográfica sobre trabalhos envolvendo o controle ativo, bem como o estado da arte dessa área de pesquisa.

No terceiro capítulo, está apresentada uma revisão sobre os principais conceitos teóricos envolvidos no controle ativo, bem como as propriedades das ondas e do controlador.

No capítulo quatro, é discutida a metodologia que foi aplicada para a análise numérica preliminar do controlador, bem como apresenta os detalhes sobre a montagem do aparato experimental.

O capítulo cinco apresenta brevemente alguns dos resultados numéricos preliminares e sua influência no entendimento prévio do problema. Em seguida apresenta os resultados obtidos no aparato experimental.

Por fim, a conclusão apresenta as considerações finais sobre os resultados, um apanhado do que foi realizado durante o trabalho e algumas sugestões de trabalhos futuros.

2 Revisão Bibliográfica

2.1 Car em Dutos e Aplicações Gerais

O trabalho de [Nuñez \(2005\)](#) investiga controladores mono canal, usando configurações com um sensor e um atuador, e controladores multicanal, que utilizam múltiplos sensores e atuadores concomitantemente. Os controladores estudados no trabalho, envolvem o algoritmo de LMS (Least Mean Square). E serve de alicerce principal para o desenvolvimento do aparato experimental utilizado nessa pesquisa.

O artigo publicado por [Elliott e Nelson \(1993\)](#) apresenta um compilado geral sobre o desenvolvimento das técnicas processamento de sinais para supressão de ruído, explicando as várias abordagens e complexidades, incluindo implementações mono/multicanais e diferentes modelos de controle.

Os trabalhos de [Shyu, Ho e Chang \(2014\)](#) e [Vandermeer et al. \(2020\)](#) trabalham o desenvolvimento e implementação dos algoritmos de CAR, principalmente o LMS em microcontroladores, mostrando o desempenho do controlador com base no tempo de execução disponível para processamento dos dados e a ordem dos modelos.

No trabalho de [Gupta, Yandamuri e Kuo \(2006\)](#), os algoritmo de Fx-LMS é utilizado para o controle de vibrações em uma estrutura metálica, usando sensores acelerômetros. Estendendo assim as aplicações o LMS para além de controle sonoro.

No artigo de [Sujathakumari et al. \(2018\)](#) os autores explicitam por que os controladores adaptativos são comumente utilizados em aplicações práticas. Em seguida, são descritos três dos principais métodos de cancelamento ativo de ruídos o LMS, NLMS e o RLS e comparadas suas arquiteturas, implementação e eficiência.

Trabalhos como os de [Deb, Kar e Chandra \(2014\)](#), que trata sobre a utilização dos controladores adaptativos no cancelamento de eco, o trabalho de [García, Patiño e Quintana \(2015\)](#) que lida diretamente com a implementação do Fx-LMS para o controle ativo de ruído e o artigo de [Tang e Cheng \(1998\)](#) que avalia experimentalmente a performance de controle adaptativo em um duto sem fluxo de ar (muito parecido ao modelo do laboratório), desenvolvem cada vez mais o tema.

No artigo de [Bernardi et al. \(2018\)](#), é apresentada uma avaliação comparativa da qualidade do som para três tipos principais de algoritmos adaptativos de CAR, as implementações em LMS, os métodos de predição e erro (PEM) e filtros de Kalman no domínio da frequência (PEM-FDKD), para sinais de conversa e musica. O objetivo do trabalho é avaliar a degradação do som causada por cada um dos modelos de controle.

2.2 CAR em sistemas Aeronáuticos

Como previamente citado na seção 1.1, existem duas abordagens principais para o controle de ruídos. As que se baseiam em modelos experimentais e as desenvolvidas em modelos teóricos. Dentro do contexto de controle ativo dos ruídos oriundos da combustão, também já foram desenvolvidos trabalhos explorando a possibilidade de utilizar as diferentes formas de controle ativo.

Trabalhos que utilizam a primeira abordagem para o problema foram feitos por [Billoud et al. \(1992\)](#), que trabalha com a redução de instabilidades na combustão por meio de injetores de propano, [Lang, Poinot e Candel \(1987\)](#) que estuda o uso de um alto-falante alinhado com a direção de propagação da combustão processando o som com atrasos em sua fase, [Langhorne, Dowling e Hooper \(1990\)](#) que apresentam uma abordagem para controlar instabilidades injetando mais combustível na câmara e o trabalho de [Poinot et al. \(1989\)](#), que investiga o uso de alto-falantes na transversal da direção do som.

Já controladores da segunda categoria se valem das leis fundamentais para obter descrições teóricas que governam os processos acústicos com base em parâmetros como geometria, fluxo de massa, regiões de operação e outras propriedades de interesse, para prever o comportamento e características do sistema em relação aos seus parâmetros. [FLEIFIL et al. \(1998\)](#).

A segunda abordagem, também é apresentada em artigos como o de [Annaswamy e Ghoniem \(1995\)](#), que também estuda o uso de alto-falantes e modelos de controle. E nos trabalhos de [Yang, Sinha e Fung \(1992\)](#) e [Fung e Yang \(1992\)](#) que desenvolvem uma série de modelos lineares para atuar no controle das instabilidades.

É importante notar que os resultados apresentados nos trabalhos com ambas as abordagens apontam uma melhor eficiência de controle ativo para frequências abaixo dos 700 Hz, além disso é ressaltado no trabalho de [Elliott e Nelson \(1993\)](#) que os métodos passivos são menos eficientes nessas frequências, o que dá aos métodos ativos nessa região de frequências grande interesse de estudos.

Trabalhos mais modernos como o apresentado por [Zhang e Wang \(2021\)](#) e por [Chen et al. \(2022\)](#), começaram a investigar a possibilidade de uma nova estratégia, a utilização de redes neurais e algoritmos de inteligência artificial (redes neurais de "*deep learning*", por exemplo) que se enquadram como as estratégias apresentadas no primeiro grupo, porém, fogem aos métodos de controle clássicos.

Por fim, trabalhos mais atuais como o de [Dowling e Mahmoudi \(2015\)](#), têm desenvolvido cada vez melhor o conhecimento sobre o ruído da combustão. Dessa forma, a aplicação dos métodos de CAR têm ganhado espaço de pesquisa.

3 Fundamentação Teórica

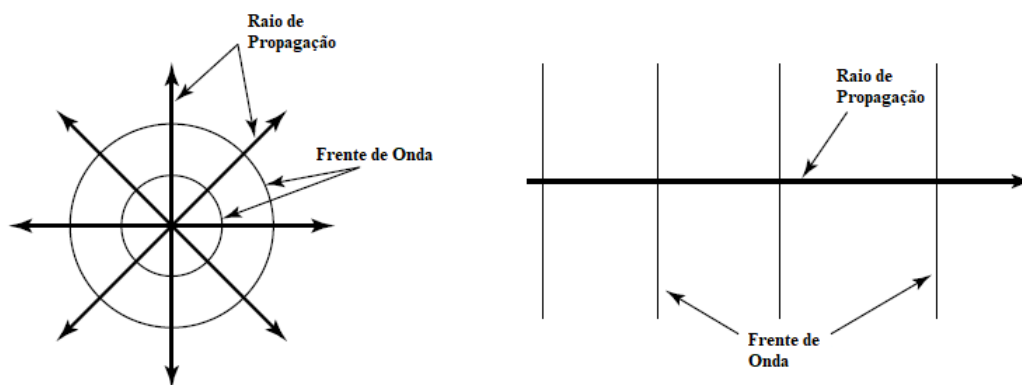
3.1 Fundamentos do Som

Mudanças ou distúrbios nas propriedades físicas de um meio que sejam transmitidas mecanicamente pelo próprio são consideradas ondas. Ondas desse tipo que atingem nossos ouvidos na forma de flutuações de pressão (geralmente propagadas pelo ar) são consideradas som, porém o conceito de som não se restringe as ondas audíveis, a definição engloba também ondas que se propagam por outros materiais, e até mesmo ondas em frequências que não são interpretadas por nossos ouvidos (infrassom e ultrassom). A acústica é portanto a ciência que estuda o som e seu comportamento (PIERCE, 2019).

Outra característica essencial dessas ondas são sua capacidade de transportar energia. Para que essa transição de energia seja possível o meio de propagação da onda precisa ter massa e inércia, assim o som pode se propagar por sólidos, líquidos e gases, porém não se propaga no vácuo. Em situações reais a fricção entre as moléculas envolvidas causa perda de energia em forma de calor, esse fenômeno é denominado absorção sonora (SMITH R. J. PETERS, 2011).

As duas formas mais simples para as ondas sonoras são as esféricas e as planas (Figura 7), a primeira surge em condições normais de propagação do som, já a segunda pode ser observada quando alguma condição externa, como um duto, direciona o som em uma frente de onda única.

Figura 7 – Diagrama ilustrando uma onda esférica e uma plana



Fonte: Smith R. J. Peters (2011) (Adaptado).

3.1.1 Propriedades Quantitativas das Ondas

Segundo Bistafa (2018), o comportamento temporal e espacial da pressão sonora de um tom puro é descrito pela equação:

$$p(x, t) = A \cos(\omega t \pm kx - \phi) \quad (3.1)$$

Onde, ω é a frequência angular do sistema, k é o número de onda dado por $k = 2\pi/\lambda$ (λ é o comprimento de onda), A é amplitude da pressão sonora e ϕ é o ângulo de fase. Mais detalhes sobre cada uma dessas variáveis estão explicados nos próximos parágrafos.

Se após decorrido determinado intervalo de tempo, a função se repete (como é o caso da função apresentada acima), essa função é chamada de periódica, e o tempo necessário para essa repetição é chamado de período (T). Formalmente uma função é periódica se (OPPENHEIM, 2010):

$$p(t) = p(t + T) \quad (3.2)$$

Já a frequência (f) de uma onda é definida como o número de ciclos que ocorrem durante o intervalo de um segundo, sendo medida em Hertz (Hz). A relação entre frequência e período então é dada de forma simples por (SMITH R. J. PETERS, 2011):

$$f = \frac{1}{T} \quad (3.3)$$

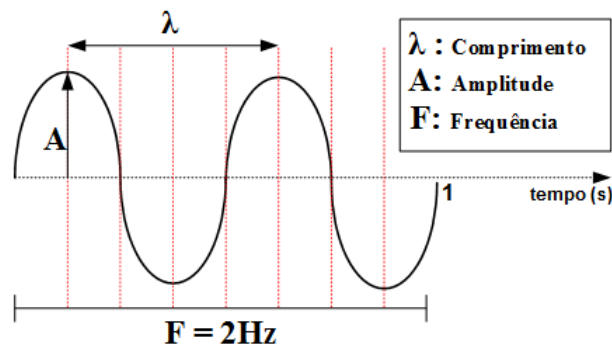
Para uma onda senoidal como a da equação 3.1 o valor de ω está diretamente relacionado a frequência por $\omega = 2\pi f$. A título de curiosidade, as frequências audíveis pelo ouvido humano são aquelas entre 20 Hz até cerca de 20.000 Hz.

O comprimento de onda (λ) por sua vez, é a distância mínima na qual as partículas afetadas pela onda se movem igualmente e pode ser determinado por sua relação com a frequência e velocidade do som (c):

$$c = f\lambda \quad (3.4)$$

A Figura 8 ilustra os conceitos de frequência e comprimento de onda.

Figura 8 – Ilustração de Frequência e Comprimento de onda



Fonte: Ubiquiti Inc.

A velocidade do som em um meio está diretamente relacionada às suas propriedades físicas, entre elas temperatura e densidade. Em geral, o fluxo de calor através de uma onda sonora não é capaz de acompanhar a velocidade de movimento das moléculas, por isso o fenômeno de transmissão da onda ocorre de modo adiabático. No ar por exemplo, a velocidade do som pode ser estimada por [Smith R. J. Peters \(2011\)](#):

$$c = \sqrt{\gamma P / \rho} \quad (3.5)$$

Onde P é a pressão ambiente, ρ a densidade do gás e γ o coeficiente de expansão adiabática (em geral 1.4 para o ar). A Tabela 2 apresenta a velocidade do som em alguns outros gases com as mesmas condições de pressão e temperatura para comparação.

Tabela 2 – Velocidade do Som em diferentes Meios

Gás	Velocidade do Som a 20°C (m/s)
Oxigênio	328,61
Ar	343,0
Hidrogênio	1314,66
Dióxido de Carbono	267,28

Fonte: [Smith R. J. Peters \(2011\)](#) (Adaptado).

A descrição característica do som percorrendo algum fluido como o ar ou a água é dada pela representação da pressão acústica pelo tempo ($p(t)$). Porém, na grande maioria das aplicações reais, é um processo complexo descrever uma função que caracterize o sistema de forma precisa. Sons de frequência única que podem ser modelados por funções trigonométricas simples (conhecidos como tons puros) como na equação 3.1 são em geral apenas simplificações e idealizações. E os resultados obtidos em experimentos "idênticos" tendem a não se reproduzir sucessivamente, o que dificulta soluções por "tabelamento" ([PIERCE, 2019](#)).

Dadas as dificuldades para traçar a função $p(t)$, uma abordagem mais sofisticada é classificar o som por medidas das magnitudes e frequências que o compõem. Isso é feito assumindo que para um som genérico sua função de pressão acústica pode ser escrita como uma soma de formas de onda com frequências diferentes ([PIERCE, 2019](#)).

$$p(t) = \sum_{n=1}^N p_n(t) \quad (3.6)$$

Para isso, cada componente de frequência do som é dada por:

$$p_n(t) = A_n \cos(\omega_n t - \phi_n) = \Re \{ A_n e^{i\phi_n} e^{-i\omega_n t} \} \quad (3.7)$$

Onde, A_n representa a amplitude absoluta de cada onda, ϕ_n uma constante de fase, ω_n indica a frequência angular ($f_n = \omega_n / 2\pi =$ frequência, Hz), as variáveis e^i indicam exponenciais complexas e \Re indica a parte real do resultado. Nessa abordagem,

também é necessário assumir que: não existem frequências ω_n iguais e que as mesmas estão ordenadas, ou seja $\omega_n < \omega_{n+1}$.

Um dos métodos para decompor um som nos tons puros que o compõem de modo que seja possível escrever o problema como apresentado na equação 3.6, é a ferramenta matemática conhecida como Transformada de Fourier (SMITH R. J. PETERS, 2011; PIERCE, 2019).

A Transformada de Fourier é uma generalização da Série de Fourier para funções que não necessariamente são periódicas. Esse processo consiste em um par de relações matemáticas (transformada Eq.3.8 e inversa Eq.3.9), onde a função gerada pela aplicação da transformada na função $p(t)$, apresenta as frequências e amplitudes que o compõe e a inversa retorna uma função transformada a seu valor original (WOLFRAM, 2022; PIERCE, 2019).

$$P(\omega) = \mathcal{F}[p(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} p(t)e^{-i\omega t} dt \quad (3.8)$$

$$p(t) = \mathcal{F}^{-1}[P(\omega)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P(\omega)e^{i\omega t} d\omega \quad (3.9)$$

Nesse contexto \mathcal{F} representa a aplicação da transformada a uma função genérica, e \mathcal{F}^{-1} a operação inversa, $P(\omega)$ é a função resultante da operação de transformada.

Por vezes, os sinais estudados em laboratório apresentam um valor esperado, mas também são acompanhados de desvios aleatórios, chamados de ruído, que são componentes do sinal sonoro que desviam seu valor. Para estimar esse desvio, é utilizado uma grandeza chamada de razão sinal ruído.

A razão sinal ruído é definida como a razão da potência de um sinal e a potência do ruído sobreposto ao sinal, geralmente expressa em Decibéis. Assim pode ser calculada utilizando as equações 3.10 e 3.11 MathWorks (2022):

$$r = 20 \log_{10} \frac{x_{RSS}}{y_{RSS}} \quad (3.10)$$

$$x_{RSS} = \sqrt{\sum_{n=1}^N |x_n|^2} \quad (3.11)$$

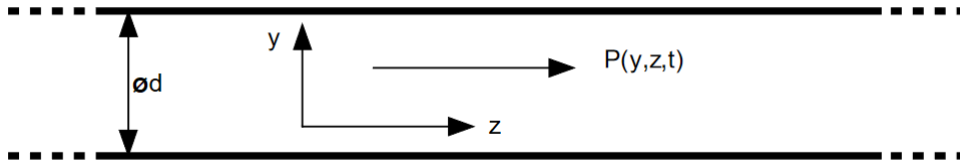
3.2 Propagação de ondas sonoras em dutos

De acordo com Delfino (2005), considerando um duto retilíneo infinito com paredes internas rígidas (sem revestimento com materiais de absorção), em um problema de 2 dimensões (x, y) excitar o duto em uma das extremidades faz com que as ondas propagadas

obedeçam à equação da onda acústica. Nesse contexto, o campo sonoro propagado no sistema da Figura 9 pode ser descrito por:

$$\frac{\partial^2 P}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 P}{\partial z^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 P}{\partial t^2} = 0 \quad (3.12)$$

Figura 9 – Modelo de Propagação em Dutos Retilíneos



Nas paredes do sistema, a velocidade das partículas é nula, dessa forma as condições de contorno da equação 3.12 são:

$$\frac{\partial P}{\partial Y} = 0 \text{ em } y = 0 \text{ e } y = d$$

Considerando que a solução da equação da onda pode ser descrita por uma variação harmônica simples no tempo, tem-se:

$$P(y, z, t) = P(y, z)e^{i\omega t} \quad (3.13)$$

Substituindo 3.13 em 3.12, temos:

$$\frac{\partial^2 P}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 P}{\partial z^2} + k^2 P = 0 \quad (3.14)$$

Pelo método da separação de variáveis, tem-se:

$$P(y, z) = P_1(y)P_2(z) = A_1 e^{\lambda_1 y} e^{\lambda_2 z} \quad (3.15)$$

$$(\lambda_1^2 + \lambda_2^2 + k^2)A_1 = 0 \quad (3.16)$$

$$\lambda_1^2 + \lambda_2^2 = -k^2 \rightarrow \lambda_1 = \pm i\sqrt{\lambda_2^2 + k^2} \quad (3.17)$$

Substituindo 3.17 em 3.15 e aplicando as condições de contorno temos:

$$P(y, z, t) = e^{i\omega t} \left(A e^{\lambda_2 z} e^{iy\sqrt{k^2 + \lambda_2^2}} - iB e^{\lambda_2 z} e^{-iy\sqrt{k^2 + \lambda_2^2}} \right) \quad (3.18)$$

Aplicando a condição de $y = 0$, temos que $A = B$, logo:

$$P(y, z, t) = 2Ae^{i\omega t} e^{\lambda_2 z} \cos y \sqrt{k^2 + \lambda_2^2} \quad (3.19)$$

E pela condição de $y=d$:

$$d\sqrt{k^2 + \lambda_2^2} = n\pi \quad (3.20)$$

Resultando:

$$\lambda_1 = \pm i \left(\frac{n\pi}{d} \right) \quad (3.21)$$

$$\lambda_2 = \pm i \sqrt{k^2 - \left(\frac{n\pi}{d} \right)^2} \quad (3.22)$$

A solução geral fica na forma:

$$P(y, z, t) = 2Ae^{i\omega t} \cos \left[\frac{n\pi y}{d} \right] e^{\pm iz \sqrt{k^2 - \left(\frac{n\pi}{d} \right)^2}} \quad (3.23)$$

Onde cada modo se propaga em z com número de onda dado por:

$$k_n = \frac{1}{c} \sqrt{\omega^2 - \left(\frac{n\pi c}{d} \right)^2} \quad (3.24)$$

Como o modo n só pode se propagar se k_n for real, surge uma grandeza nomeada frequência de corte definida por:

$$f_n > \frac{nc}{2d} [Hz] \quad (3.25)$$

Em um duto uniforme de seção transversal circular de diâmetro d , considerando a propagação em ambientes cilíndricos, a mais baixa frequência de corte corresponde é dada por (DELFINO, 2005):

$$f_c = \frac{1.84c}{2\pi d} \quad (3.26)$$

Este resultado implica que para um duto retilíneo uniforme, as ondas só se propagam de maneira plana abaixo da menor frequência de corte. Manter essa propriedade durante o experimento é importante para uma melhor eficiência do modelo de controle ativo de ruídos (KUO; MORGAN, 1999).

3.3 Controle Ativo de Ruído

3.3.1 Interferência de Ondas

O princípio principal utilizado em aplicações CAR aparece quando duas ondas interagem no espaço, efeito conhecido como interferência de onda. Dois casos particulares de interferência são as interferências puramente **construtivas** e as **destrutivas**. A primeira ocorre quando picos (ponto de maior valor) de uma onda encontram picos de outra, gerando assim uma onda resultante com picos de tamanho igual ao tamanho de ambas somadas (Figura 10), já a interferência destrutiva ocorre quando o vale (ponto de menor valor) de uma onda encontra o pico de outra, assim a onda resultante tem amplitude nula, ou para ondas de amplitude diferente, a diferença entre amplitudes (Figura 11) (URONE; HINRICHS, 2020).

Figura 10 – Interferência Construtiva

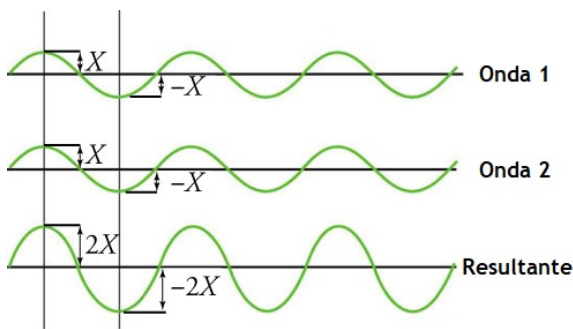
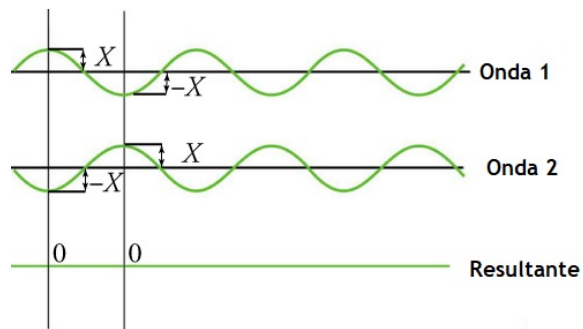


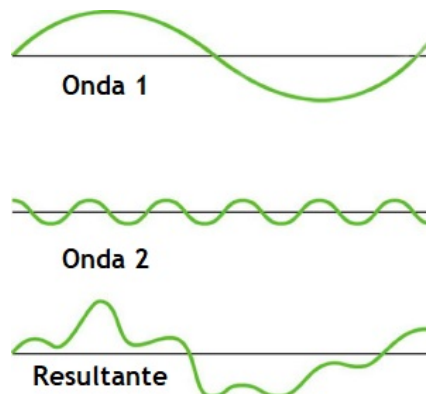
Figura 11 – Interferência Destrutiva



Fonte: Urone e Hinrichs (2020) (Adaptado).

As interferências puras ocorrem quando ondas de mesma amplitude e comprimento de onda interagem entre si defasadas por meio período. Em situações práticas porém, o que vemos são efeitos combinados onde em diferentes posições da onda ocorrem efeitos construtivos e em outras, efeitos destrutivos. Nesses casos, a interação de ondas faz com que ambas se combinem. Como apresentado na Figura 12.

Figura 12 – Interferência Combinada de Ondas



Fonte: Urone e Hinrichs (2020) (Adaptado).

3.3.2 O controlador Fx-nLMS

Como apresentado no livro de Haykin (2014), existem dois algoritmos adaptativos de controle amplamente utilizados nas aplicações de cancelamento de ruído modernos, os algoritmos de LMS ("*least mean square*") e os de RLS ("*recursive least squares*"). Os algoritmos de RLS tem se provado mais eficientes e demonstrado melhor performance e convergência porém, essas vantagens geram um custo pesado em complexidade, performance computacional e consumo de memória.

Tendo essas principais opções de trabalho em mente, optou-se por utilizar o LMS, já que já foram realizados trabalhos no laboratório com esse algoritmo, assim é possível ter um parâmetro inicial comparação de resultados. Como explicado posteriormente, houve uma atualização no hardware experimental da bancada, exigindo nova implementação do controle. No trabalho de Camargo (2019), foram realizadas implementações do LMS e Fx-LMS no duto. Para avançar o projeto, esse trabalho utilizou o Fx-nLMS uma versão mais moderna do algoritmo já aplicado, em uma nova estrutura de hardware, de modo a permitir reimplementar o controle e reavaliar seu desempenho.

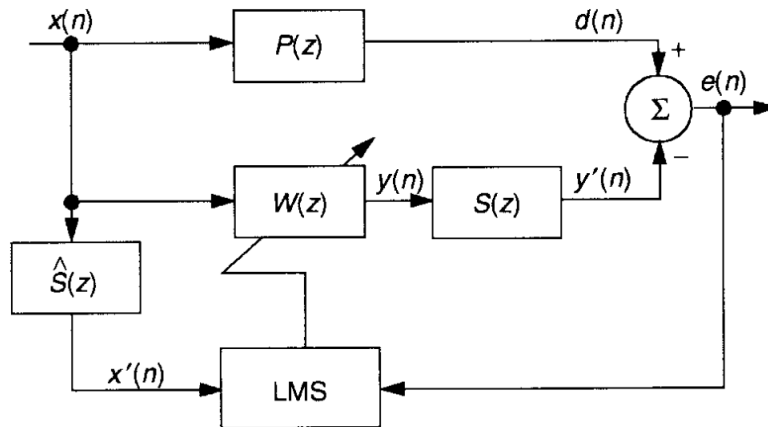
No controle ativo de ruídos, o Fx-nLMS analisa blocos de dados coletados pelo microfone de referência e de erro, enquanto atua no sistema, tentando construir um filtro do tipo FIR (explicados na seção 3.4) pesos aos coeficientes para tentar identificar e prever o comportamento do sistema com base nas informações de tempos anteriores, a identificação do sistema é então utilizada para calcular o anti-ruído que cancela o som de entrada.

Kuo e Morgan (1999) apresentam a concepção do Algoritmo Fx-LMS aplicado a redução de ruídos (Figura 13), no modelo apresentado $P(z)$ caracteriza o caminho do ruído entre o microfone de referência e o de erro (posicionado na região onde se deseja cancelar o ruído) e é chamado de caminho primário, $S(z)$ é o caminho secundário entre o atuador (alto-falante) de atenuação e o microfone de erro. $\hat{S}(z)$ é a estimativa conhecida do caminho secundário e $W(z)$ é a estimativa do caminho primário gerada pelo algoritmo LMS durante a operação do controlador. No desenho $x(n)$ é equivalente ao sinal $\mathbf{u}(n)$.

A diferença entre a versão inicial do LMS e sua variante filtrada Fx-LMS está na adição de uma estimativa conhecida do caminho secundário. Na aplicação de CAR, o caminho secundário é representado por algum modelo que estime os efeitos que ocorrem no ruído emitido pelo alto-falante de controle até que atinja o microfone de erro.

Para estimar o caminho secundário, é possível construir um sistema usando o próprio algoritmo do LMS. É essencial ressaltar que essa estratégia não funciona bem para sistemas que apresentam não linearidades como indicado no trabalho de Zhang e Wang (2021). Também é possível usar modelagens mais complexas para o caminho secundário, como formulações em espaço de estados (seção 4.2.3).

Figura 13 – Concepção do FxLMS



Fonte: Kuo e Morgan (1999).

O controlador LMS é modelado pelas seguintes relações: MathWorks (2006):

$$\begin{aligned}
 n &= kN + i \\
 y(n) &= w^T(k-1)\mathbf{u}(n) \\
 e(n) &= d(n) - y(n) \\
 w(k) &= \alpha w(k-1) + f(\mathbf{u}(n), e(n), \mu)
 \end{aligned}
 \tag{3.27}$$

onde: n é o índice de tempo da simulação, i é uma variável de iteração ($0 \leq i \leq N-1$), N o número de amostras consideradas para a atualização dos coeficientes (comprimento do filtro), k k -ésimo bloco de N amostras consideradas, $y(n)$ a saída desejada filtrada no tempo (sinal a ser emitido no atuador) $w(k)$ os pesos estimados do filtro, e é o erro estimado no tempo resultado a diferença entre o anti-ruído "perfeito" $d(n)$ e o efetivamente emitido (informação obtida do microfone de erro), $\mathbf{u}(n)$ vetor de entradas acumuladas do sistema (informação do microfone de referência) e α é chamado fator de vazamento, responsável por diluir a importância de avaliações anteriores dos coeficientes com novas amostras temporais.

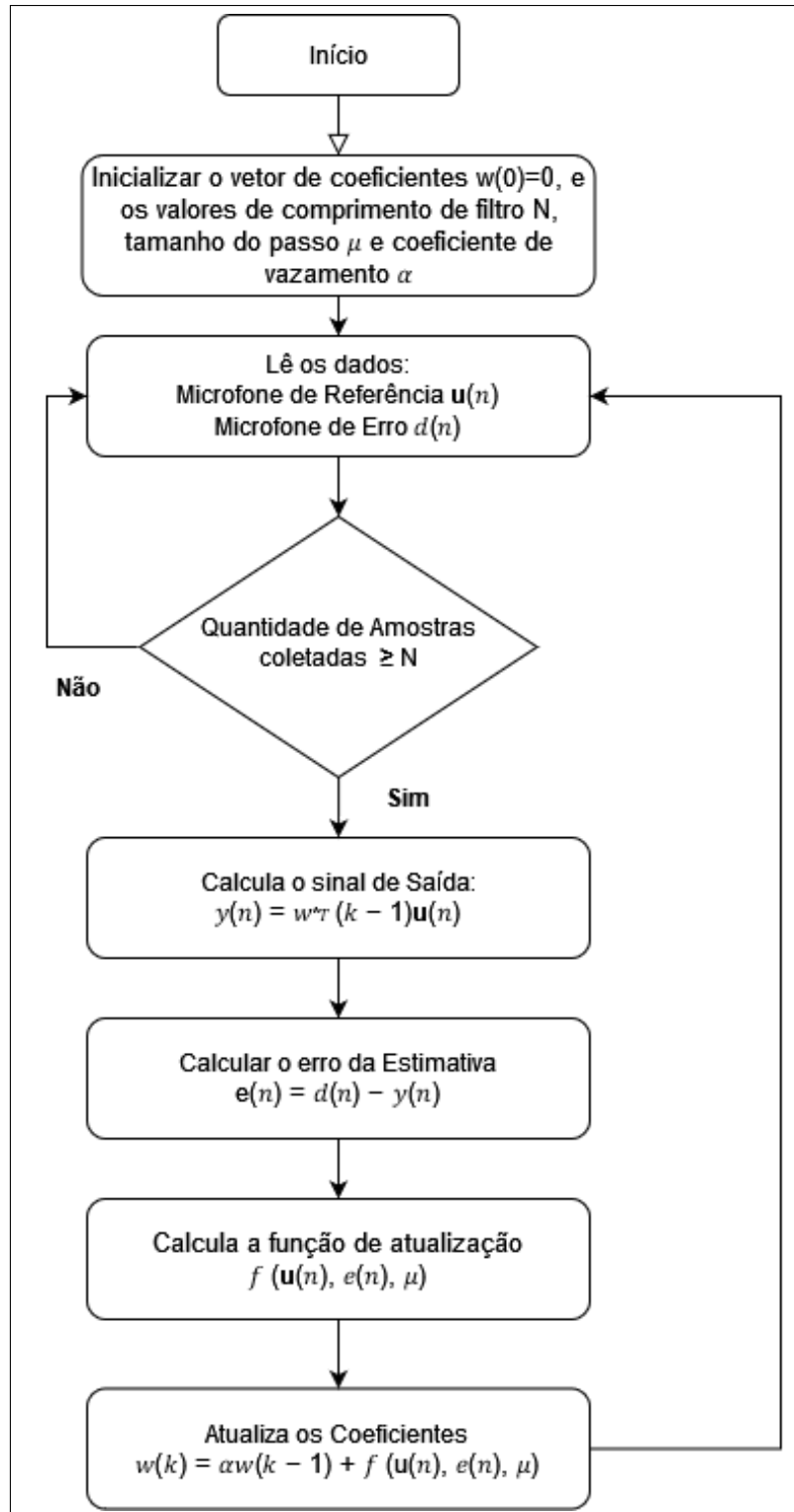
$f(\mathbf{u}(n), e(n), \mu)$ É a função de atualização dos coeficientes. Existe uma série de funções de atualização possíveis apresentadas na literatura, nesse trabalho será considerada sua versão normalizada (Normalized LMS ou Fx-nLMS), descrita pela equação 3.28 (MATHWORKS, 2016).

$$f(\mathbf{u}(n), e(n), \mu) = \mu e(n) \frac{\mathbf{u}^*(n)}{\varepsilon + \mathbf{u}^H(n)\mathbf{u}(n)}
 \tag{3.28}$$

Nessa função de atualização μ representa o tamanho do passo temporal de atualização, $\mathbf{u}^*(n)$ é o complexo-conjugado do vetor de entradas (equivalente a própria $\mathbf{u}(n)$ para um sinal real) $\mathbf{u}(n)$, $\mathbf{u}^H(n)$ é a matriz hermitiana de $\mathbf{u}(n)$ (equivalente a $\mathbf{u}^T(n)$ para um sinal real) e ε é um racional muito pequeno inserido apenas para evitar erros numéricos

do modelo (em geral 2^{-52} para simulações em pontos flutuantes). A Figura 14 apresenta o fluxograma de implementação do controlador LMS.

Figura 14 – Fluxograma do algoritmo LMS Normalizado



Fonte: Autoria Própria

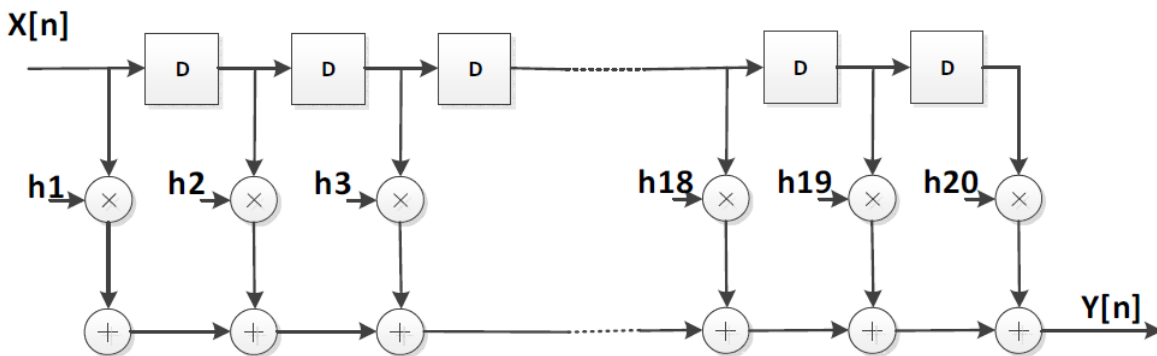
3.4 Filtros FIR ("*finite impulse response*")

Os filtro de resposta ao impulso finita (FIR) são amplamente utilizados em diversas aplicações de processamento e filtragem de sinais, entre elas, comunicação, processamento de imagens, processamento de áudio e outros métodos de processamento e condicionamento de sinais devido a sua estabilidade. A equação 3.29 mostra a fórmula para filtragem de um sinal $x[n]$ em um filtro de comprimento N .

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} h[k] \cdot x[n - k] \quad (3.29)$$

O termo $h[k]$ é a resposta ao impulso do filtro, que são os designados coeficientes do filtro FIR. Cada resposta ("*tap*") do filtro é calculado por um múltiplo acumulado (MAC) unitário que contém um registrador, um multiplicador e um somador como representado na Figura 15 para um filtro de comprimento $N = 20$. Outra fórmula de interpretar essa operação, é como a convolução entre o sinal de entrada e a resposta ao impulso do filtro (WANG; SANIIE, 2020).

Figura 15 – Exemplo de FIR com 20 Coeficientes



Fonte: Wang e Saniie (2020)

Existem várias variações e modelagens específicas para filtros desse tipo, modelagens em forma de cossenos e diferenciadores por exemplo. Esses modelos contém seus próprios conceitos e métodos de modelagem. De forma geral, os métodos convencionais de implementação do FIR são matematicamente otimizados e oferecem soluções eficientes para problemas de engenharia (WANG; SANIIE, 2020).

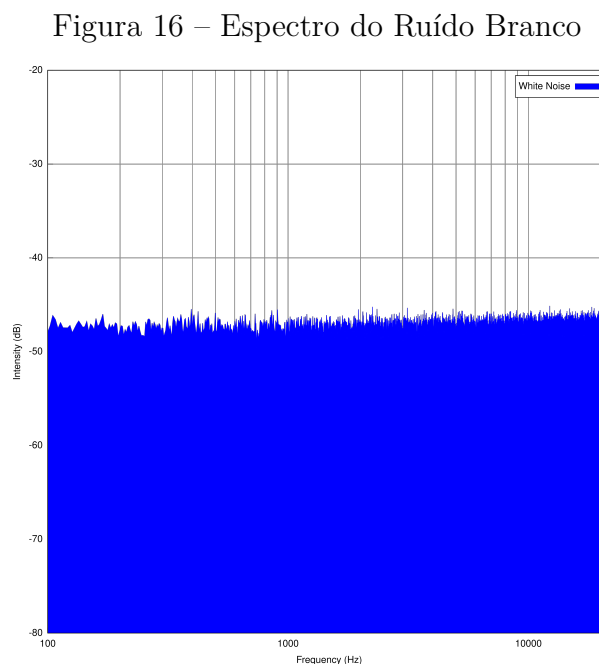
A formulação de FIR utilizada na implementação do Fx-nlms clássico usada formulação apresentada para tentar descrever o filtro que melhor aproxima os efeitos do caminho primário durante a operação do sistema.

3.5 Ruído Branco e Colorido

Nos ramos da engenharia e análise de sinais é comum nomear alguns espectros de potência de sinais de ruído por cores, para facilitar sua identificação. Em geral as cores que cada ruído é chamado estão relacionadas a analogias com a luz e as frequências luminosas (MANCINI, 2002).

O ruído branco por exemplo é considerado aquele cuja potência é constante ao longo de todo o espectro de frequência. Essa nomeação vem com similaridade com luz branca, que carrega quantidades iguais de todas as outras cores (MANCINI, 2002).

Quando traçado no domínio da frequência, o espectro "ideal" do ruído branco (Figura 16) tem a forma de uma linha horizontal e constante. Apesar de não haver ocorrências naturais de algo como um ruído branco perfeito, o som de chuva ou da estática de um canal não usado de rádio tendem a aproximar essa característica (MANCINI, 2002)..

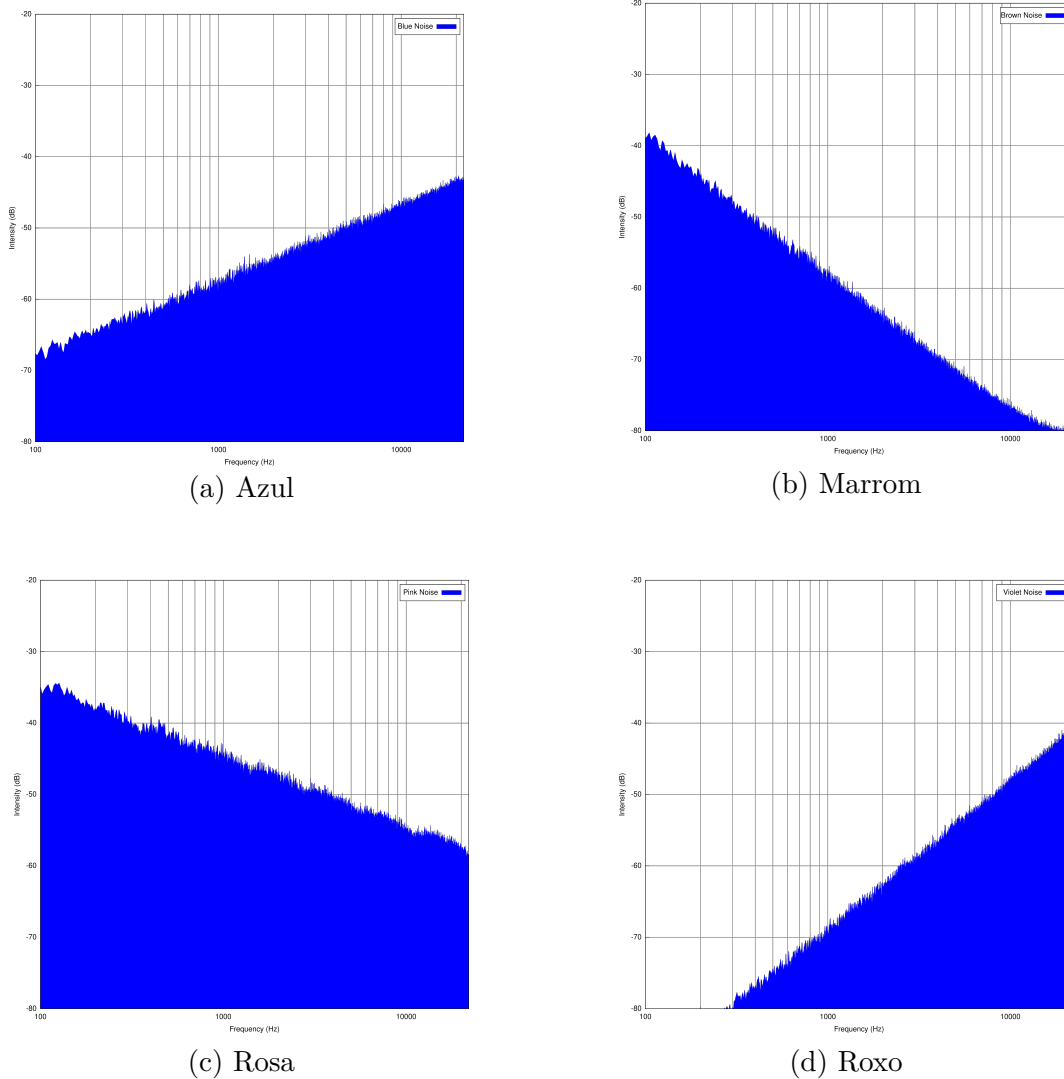


Fonte: Wikipédia (2023)

O ruído branco então se enquadra no meio de um espectro que vai do roxo ao azul em uma ponta ao rosa e marrom em outra. A Figura 17 apresenta o espectro de cada um dos ruídos coloridos principais.

Para as altas frequências, todos os espectros de ruído tendem a se dirimir em direção ao ruído rosa. Esses modelos de ruído são utilizados para tentar replicar a proximidade de uma série de efeitos naturais baseados nas propriedades que sejam de maior interesse para cada aplicação e modelo.

Figura 17 – Espectro dos Ruídos Coloridos



Fonte: Wikipédia (2023)

3.6 Representação em Espaço de Estados

Uma das tarefas mais importantes ao se trabalhar com sistemas de controle está relacionado a sua análise e no desenvolvimento de um modelo matemático ao processo de interesse. Em várias aplicações, conhecer a essência analítica do problema durante a modelagem torna todo o resto da análise rápido e eficiente (FRIEDLAND, 2005).

As formulações em espaço de estados são frequentemente utilizadas para descrever a dinâmica de sistemas. Para um sistema discreto por exemplo, é possível utilizar a formulação apresentada na equação 3.30 abaixo :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}[k+1] &= \mathbf{A}\mathbf{x}[k] + \mathbf{B}\mathbf{u}[k] \\ \mathbf{y}[k] &= \mathbf{C}\mathbf{x}[k] + \mathbf{D}\mathbf{u}[k] \end{aligned} \quad (3.30)$$

Onde:

A – Matriz de Estados

u -Vetor de Entradas

B – Matriz de Entradas

C – Matriz de Saídas

D – Alimentação Direta

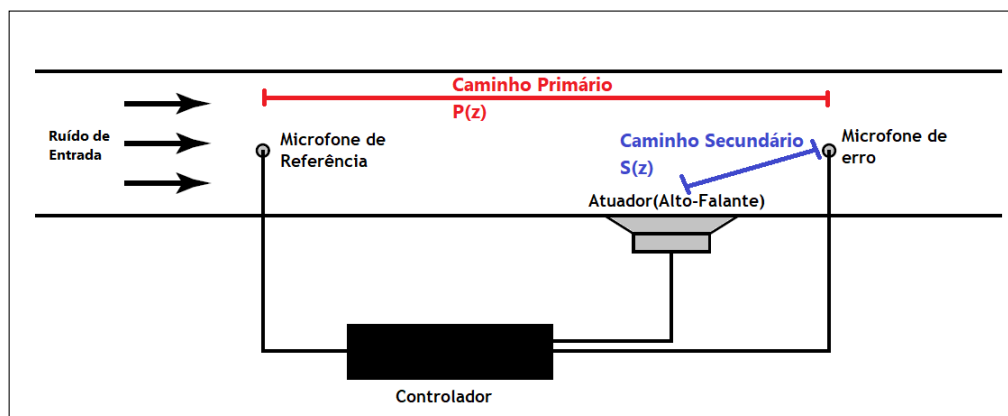
As matrizes desse tipo de modelagem podem ser usadas para identificação dos mais diversos tipos, portanto, são muito úteis nos modelos de controle. Para a aplicação dos algoritmos de controle por exemplo, essa formulação pode facilmente ser aplicada para modelagem dos efeitos de caminho primário e secundário do sistema.

4 Materiais e Métodos

4.1 Simulação Numérica

Na primeira etapa do trabalho, foi realizada uma simulação do sistema de controle utilizando o software Simulink®. Uma visão simplificada dos sistemas de CAR apresentados na literatura, que também é o modelo proposto para a bancada experimental, opera com 2 microfones, um alto-falante de controle e um controlador, como apresentado na Figura 18. Para a geração dos ruídos de teste, é adicionado um segundo alto-falante ao sistema.

Figura 18 – Esquemático do Sistema Simulado



Fonte: Autoria Própria.

Nessa modelagem, o caminho primário está relacionado às alterações nas propriedades do som ao percorrer a estrutura da bancada e o caminho secundário relacionado às alterações no som gerado pelo atuador até alcançar o microfone de erro.

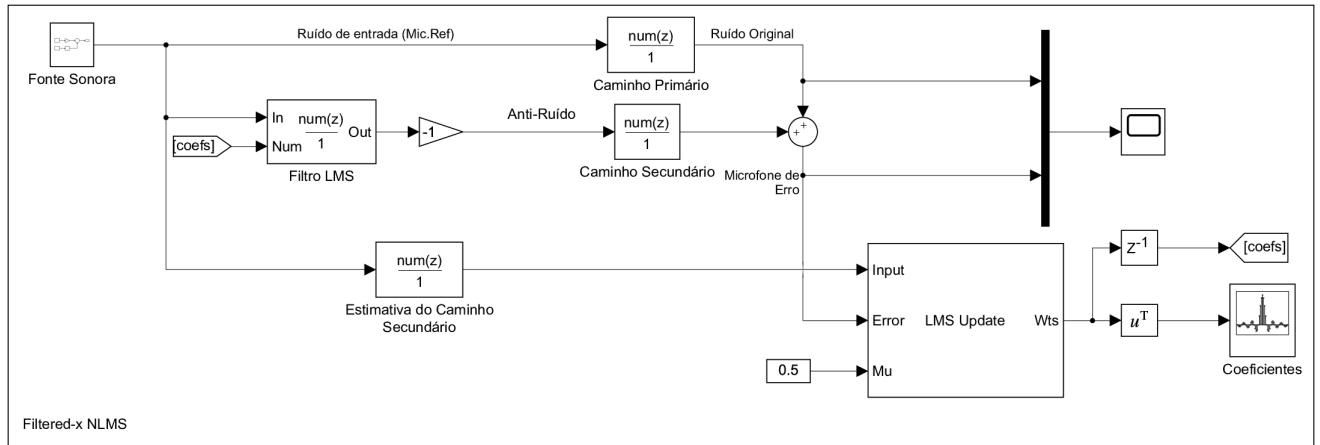
Para simular o sistema, é necessário fazer algumas considerações iniciais. Foi assumido que a forma de propagação das ondas dentro do duto é plana, para isso foram consideradas frequências abaixo de 800 Hz (a frequência de corte real para ondas planas dentro do duto é um pouco menor, como será demonstrado posteriormente). Para a simulação inicial também foi considerado que o efeito de ambos os caminhos (primário e secundário) pode ser modelado por filtros do tipo FIR (*Finite Impulse Response*).

Por fim, os testes foram realizados utilizando frequências para os ruídos de entrada inferiores a 800 Hz, já que se sabe que controladores ativos tem limitações para faixas de frequência mais altas devido a presença de ondas que não são planas.

4.1.1 Sistema do Controlador

Com as hipóteses apresentadas, é possível construir o modelo do Fx-nLMS no software Simulink (Figura 19). Porém, vale ressaltar que para o funcionamento do algoritmo proposto no trabalho de Kuo e Morgan (1999) o caminho secundário seja conhecido (essa identificação é abordada na seção 4.1.2).

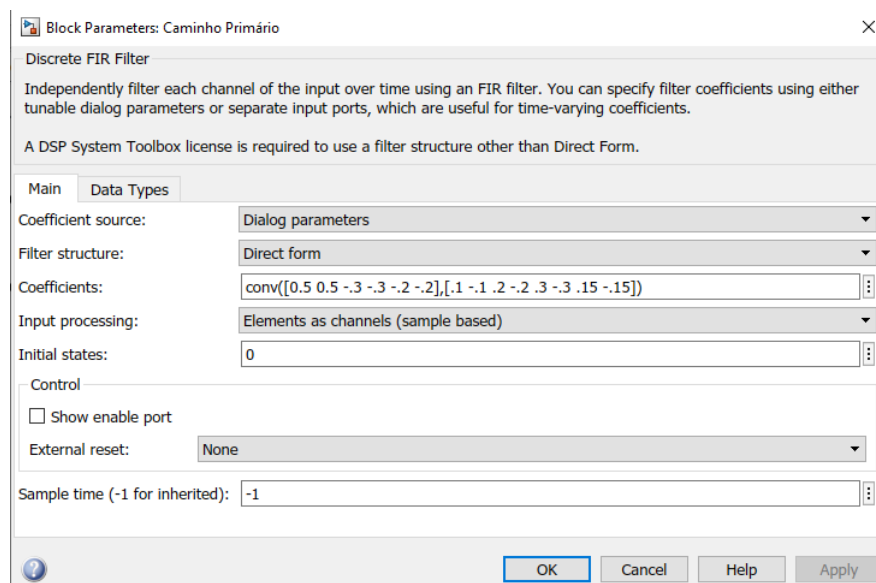
Figura 19 – Implementação do Fx-nLMS



Fonte: Autoria Própria.

Os filtros FIR utilizados para os modelos de caminho primário e secundário foram montados utilizando coeficientes de valor aleatório e foram variados em quantidade e valor durante as várias instâncias da simulação. Um exemplo de configuração testada está apresentado na Figura 20.

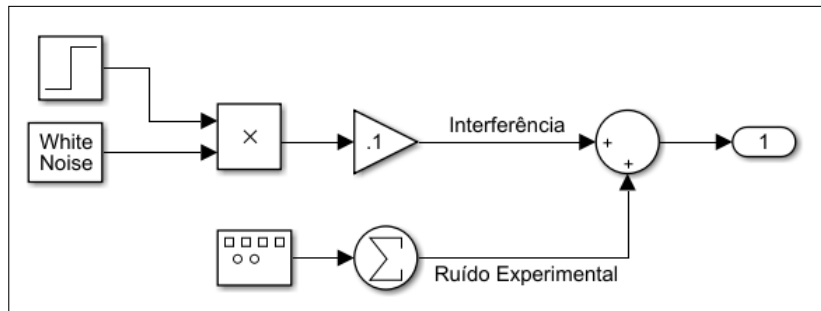
Figura 20 – Exemplo de Configuração do Modelo de Caminho Primário



Fonte: Autoria Própria.

O bloco responsável por modelar a fonte sonora (Figura 21) por sua vez foi implementado de modo que possa reproduzir os modelos de som desejados (faixa de frequência até 800 Hz e ruídos), e também inserir ruídos aleatórios adicionais ao sinal. Nesse subsistema, é possível inserir tons puros, ruídos (branco, marrom, azul etc.) na simulação, bem como ruídos combinados pré-programados.

Figura 21 – Fonte Sonora do Teste

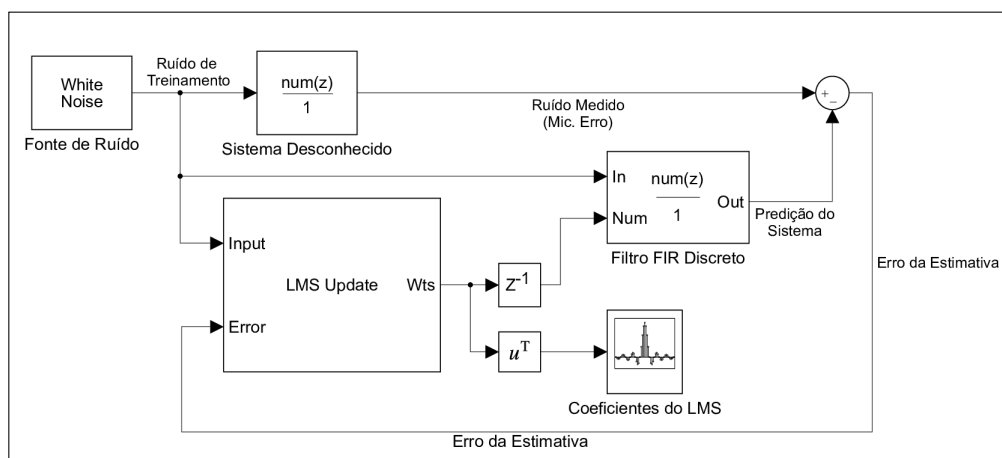


Fonte: Autoria Própria.

4.1.2 Estimativa do Caminho Secundário

Para realizar a caracterização do caminho secundário, é possível utilizar um segundo sistema que será referido como estimador, desconectado do sistema do controlador. O estimador (Figura 22) utiliza o alto-falante de controle do sistema para gerar um ruído branco e excitar o microfone de erro, então analisa a diferença entre a resposta medida, e o ruído injetado. Dessa forma, o próprio algoritmo do Fx-nLMS pode ser utilizado em uma formulação ligeiramente diferente para estimar o efeito do caminho secundário.

Figura 22 – Estimador do Caminho Secundário



Fonte: Autoria Própria.

Foram realizadas simulações variando: a frequência do ruído de entrada e o acréscimo de ruídos aleatórios, foram testadas variações nos parâmetros do controlador, alterações mas modelagem dos caminhos primário e secundário, entre outras mudanças.

O principal objetivo dessa modelagem numérica foi entender o comportamento geral do controlador e os impactos causados por cada alteração em parâmetros do sistema, a fim de acelerar o processo de implementação experimental do controle.

4.2 Implementação Experimental do Controlador

Com a simulação executada e os resultados dessa primeira parte, o algoritmo de controle foi então aplicado à bancada do laboratório, de forma a testar o controlador sobre várias situações, otimizar seus parâmetros e medir a performance do modelo.

O funcionamento do aparo experimental é simples, são inseridos dois microfones (M1 e M2) em um duto acústico, junto a um par de alto-falantes (A1 e A2), o alto-falante A1 é responsável por inserir qualquer tipo de ruído pré programado no duto, já o segundo alto falante e o par de microfones, são responsáveis por analisar o som e atuar no sistema, atenuando-o.

4.2.1 Estrutura da Bancada Experimental

A construção e testagem inicial da bancada (Figura 23) foram realizadas no laboratório ainda em 2018 e estão descritas no artigo dos autores [Santana et al. \(2018\)](#). Após a publicação do artigo a primeira modelagem do LMS na bancada foi apresentada no trabalho de [Camargo \(2019\)](#), após esse trabalho houve a substituição do sistema de aquisição NI-USB-6215 pelo sistema da Dspace CP1104 (Figura 26).

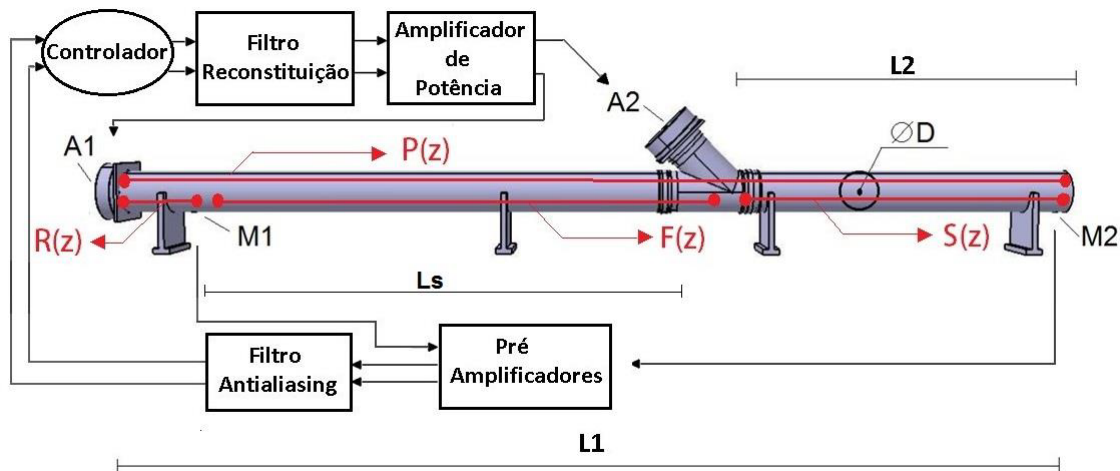
Figura 23 – Bancada Experimental e Componentes



Fonte: Autoria Própria

A Figura 24 apresenta o modelo do duto acústico juntamente com seus sensores (M1 e M2), atuadores (A1 e A2) e componentes eletrônicos (filtros, amplificadores e controlador). Nela $P(z)$ é o caminho primário do duto, $S(z)$ é o caminho secundário, $R(z)$ é o caminho de referência e $F(z)$ é o caminho de realimentação que é desconsiderado na modelagem do algoritmo de controle que foi escolhido para este trabalho.

Figura 24 – Modelo do Duto Acústico



Fonte: Santana et al. (2018)

Na sequência são apresentadas mais algumas das principais informações da bancada, a tabela 3 mostra as dimensões principais do duto, onde: L1 é o comprimento total da estrutura, L2 a distância entre o atuador e o microfone de referência, e Ls a distância entre o microfone de referência e o atuador, sendo essa a medida mais relevante da bancada, já que essa distância define o tempo disponível para processamento das informações entre o recebimento do sinal sonoro por parte do microfone M1 e a atuação que ocorrerá em A2.

Tabela 3 – Medidas da Bancada

Medida	$\varnothing D$	Ls	L1	L2
Tamanho (m)	0,15	1,75	3,5	1,17

Fonte: Santana et al. (2018)

A tabela 4 indica as especificações dos alto-falantes e microfones. Mais detalhes sobre os componentes estão apresentados no Anexo A e também podem ser consultados diretamente no trabalho publicado.

Tabela 4 – Descrição dos Componentes

Componentes	Descrição
A1 e A2	Alto-falantes Class CM465 Quadriaxial da marca Hurricane 6,5 polégadas com potência máxima de 65 W RMS, resposta em frequência entre 80 Hz e 20 kHz e impedância de 4 Ω
M1 e M2	Microfones de eletreto de baixa impedância, consumo de corrente de 0,5 mA, relação sinal ruído de 40 dB e máxima pressão sonora 120 dB.

Fonte: Santana et al. (2018)

Os pré-amplificadores (Figura 25(a)) Tube Ultragain Mic100 da Behringer são utilizados para para amplificar o sinal do microfone de referência e do microfone de erro e aumentar a resolução dos dados. O equipamento possui resposta em frequência na faixa de 10 Hz a 40 kHz, com ganho variável de +26 a +60 dB e ajuste de saída de $-\infty$ a +10 dB (SANTANA et al., 2018).

Os filtro responsável pelo processo de anti-aliasing e de reconstrução (Figura 25(b)) escolhido foi um ativo passa-baixa Butterworth com topologia Sallen-Key de ordem 4, com frequência de corte de 670 Hz. O filtro possui quatro canais, para os microfones e alto falantes (SANTANA et al., 2018).

O circuito de alimentação dos microfones(Figura 25(c)), é constituído de uma fonte de tensão DC de 12 V, e uma ponte retificadora, seguida por um capacitor de 2200 μ F e um regulador de tensão na saída para reduzir o efeito do "ripple" de 60 Hz proveniente da rede elétrica (SANTANA et al., 2018).

O amplificador de potência bi-canal (Figura 25(d)) Mark Audio MK1200, possui um estágio de amplificação classe AB, potência de saída de 75 W RMS por canal, relação sinal-ruído superior a 80 dB, resposta em frequência entre 20 a 20 kHz, impedância de entrada superior a 30 k Ω e ganho em tensão de -90 a 0 dB (SANTANA et al., 2018).

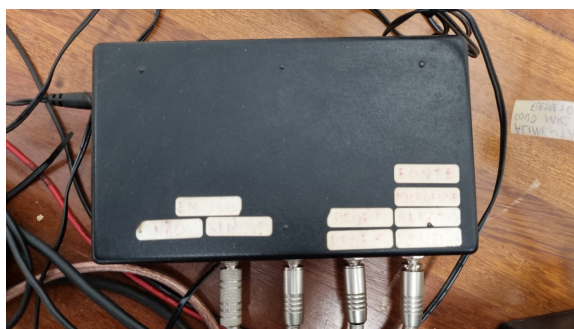
Figura 25 – Componentes da Bancada



(a) Pré Amplificadores



(b) Filtro Passa-Baixo



(c) Fonte dos Microfones



(d) Amplificador de Potência

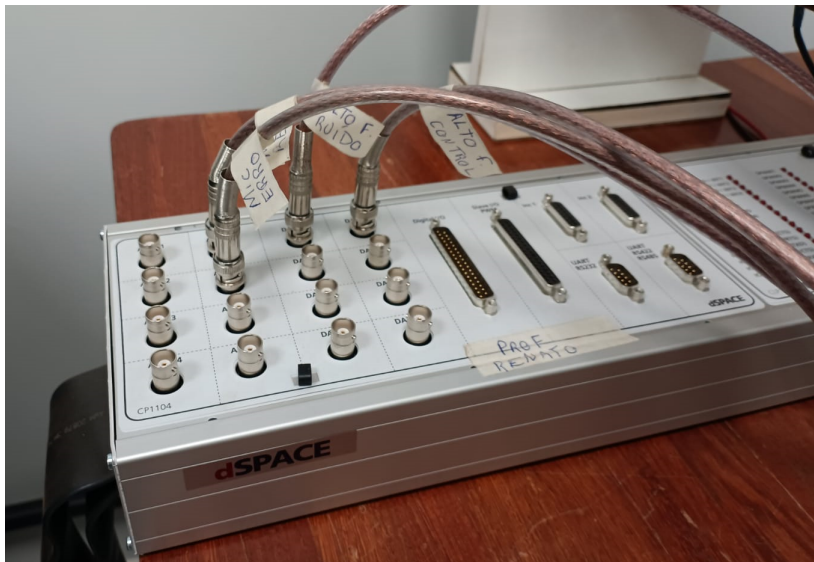
Fonte: Autoria Própria

Por fim, a placa controladora (Figura 26) Dspace CP1104 é composta por 2 componentes principais, o painel conector CP1104 apresentado na imagem, e a placa controladora "*DS1104 R&D Controller Board*" instalada dentro do computador.

É importante notar que, para que o sistema funcione apropriadamente o controlador precisa ser capaz de processar os dados de ambos os microfones e estar pronto para enviar o sinal ao atuador em tempo real ("*real-time*"), de forma que o ruído e seu respectivo anti-ruído atinjam o microfone de erro ao mesmo tempo.

A placa controladora é responsável por executar o algoritmo de controle, monitoramento da operação do sistema, gravação dos dados, e garantir que o processamento de informação pelo sistema ocorra em tempo real ("*real-time*").

Figura 26 – Placa Controladora Dspace CP1104



Fonte: Aatoria Própria

A placa controladora comporta dois tipos de unidades de Conversão Analógica-Digital (A/D) para recepção de dados e um tipo de Conversor Digital Analógico (D/A) para envio de dados, sendo elas:

- Um conversor A/D multiplexado para quatro canais, com as seguintes características:
 - Resolução de 16 bits;
 - Voltagem de entrada: $\pm 10V$;
 - Erro de "*offset*": 5 mV;
 - Erro de ganho: $\pm 0,25\%$;
 - Razão Sinal Ruído: >80 dB (a 10 kHz).
- 04 (quatro) conversores A/D em paralelo de canal único, com as seguintes características:

- Resolução de 12 bits;
 - Voltagem de entrada: $\pm 10V$;
 - Erro de "offset": 5 mV;
 - Erro de ganho: $\pm 0,5\%$;
 - Razão Sinal Ruído: >70 dB (a 10 kHz).
- 08(oito) canais de conversão D/A paralelos com as seguintes características:
 - Resolução de 16 bits;
 - Voltagem de entrada: $\pm 10V$;
 - Erro de "offset": 1 mV;
 - Erro de ganho: $\pm 0,1\%$;
 - Razão Sinal Ruído: >80 dB (a 10 kHz).

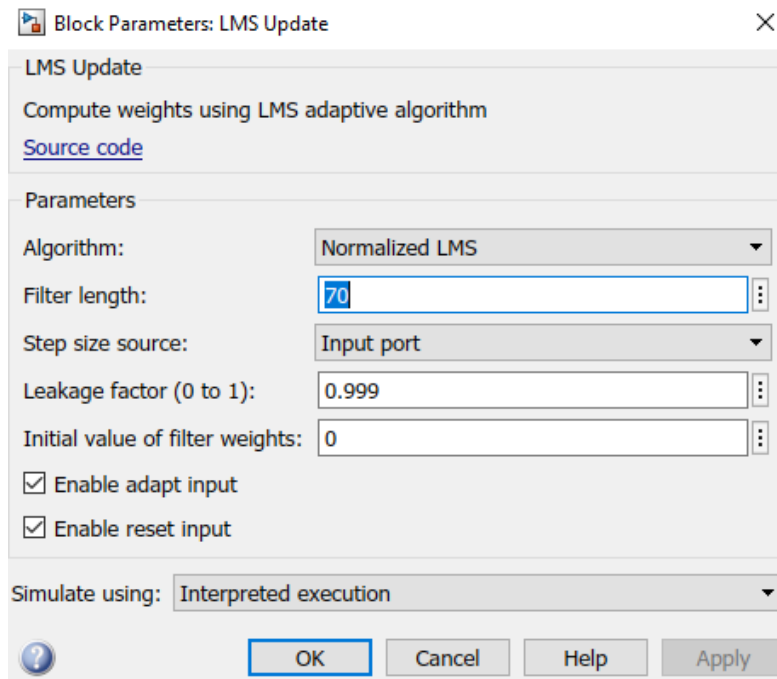
Na bancada, são utilizadas 2 (duas) portas D/A para o controle dos alto-falantes, e 2 (duas) das portas A/D do segundo tipo para obtenção dos dados dos microfones.

4.2.2 Implementação do Controlador

Com a bancada construída e a placa controladora operante, o algoritmo de controle foi desenvolvido utilizando o Simulink (disponível no Apêndice A), para ele, foi adotado uma arquitetura de LMS classificada no trabalho de [Delfino \(2005\)](#) como um Controlador Ativo de Ruídos de Malha Aberta (Feedforward) e Banda Larga. Nesta classificação, são utilizados um sensor acústico (microfone) de erro e outro de referência onde o sensor de referência é responsável por captar o ruído a ser cancelado, e o secundário fornece informações sobre a performance do sistema.

A Figura 27 apresenta a configuração utilizada no simulink para o bloco de atualização dos coeficientes do Fx-nLMS. No algoritmo de controle, decidiu-se utilizar o comprimento de filtro ($N = 70$) por ser o mesmo utilizado no trabalho de [Camargo \(2019\)](#) realizado na mesma bancada com implementações diferentes do LMS. Esse comprimento permitiu boa convergência dos modelos também no modelo numérico e valores maiores aumentam consideravelmente o tempo de processamento do controlador. A taxa de amostragem adotada para o controlador foi de 2,4 kHz, por ser aproximadamente quatro vezes maior que a frequência de corte do duto apresentada na sessão 5.2, é necessário que essa frequência seja ao menos o dobro da frequência máxima que se deseja analisar para evitar problemas de aliasing na transformada de Fourier para análise dos resultados.

Figura 27 – Configuração do LMS



Fonte: Autoria Própria

Em seguida, foi desenvolvida uma interface de operação do controlador com o aplicativo Control Desk 7.1 da DSpace®, que permite controle em tempo real sobre a simulação. Entre as capacidades do sistema estão:

- Inicializar e encerrar os testes;
- Acompanhar os resultados em tempo real;
- Controlar e ajustar os parâmetros do sinal de entrada e do controlador;
- Salvar os dados gerados durante os testes para análises posteriores;
- Definir a modelagem do caminho secundário que deve ser aplicada no controle.

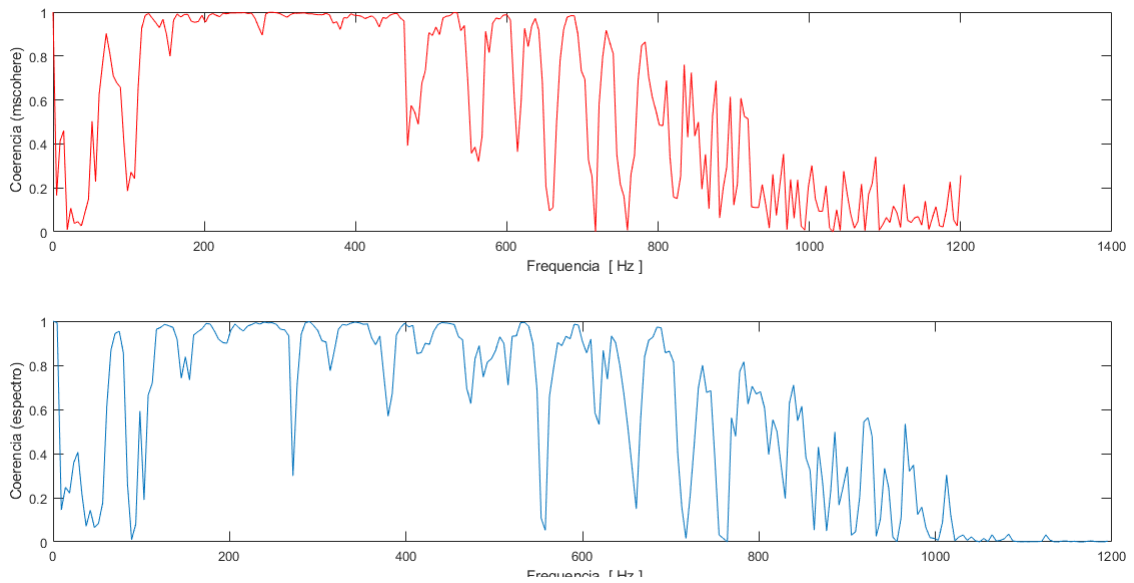
4.2.3 Identificação do Caminho Secundário

Para a definição do modelo de caminho secundário, foram testadas duas modelagens, a primeira feita com o estimador proposto na seção 4.1.2. Já a segunda utiliza uma estimativa em espaço de estados que está sendo desenvolvida por uma discente de Doutorado do laboratório com a aplicação do aplicativo SystemIdentification do Matlab®, que será publicada em um trabalho futuro.

O modelo desenvolvido com o algoritmo estimador utilizou um sistema de 70 coeficientes em uma formulação do tipo FIR que foram calculados em uma operação de 5 minutos e 26 segundos da bancada, até a convergência de ordem 10^{-2} nos valores de cada coeficiente, a implementação do estimador na bancada experimental está apresentada no Apêndice B.

Já o segundo modelo utiliza um sistema discreto de equações em espaço de estados invariantes no tempo, de ordem 40 com 40 polos. A Figura 28 apresenta a coerência (proximidade das estimativas do modelo com os valores reais) do modelo em espaço de estados ao longo de toda faixa de frequência. A comparação dos resultados no controle para ambas as formulações são apresentadas na seção 5.2.1.

Figura 28 – Gráfico da Coerência do Modelo Secundário na Formulação de espaço de estados



Fonte: LabNVH.

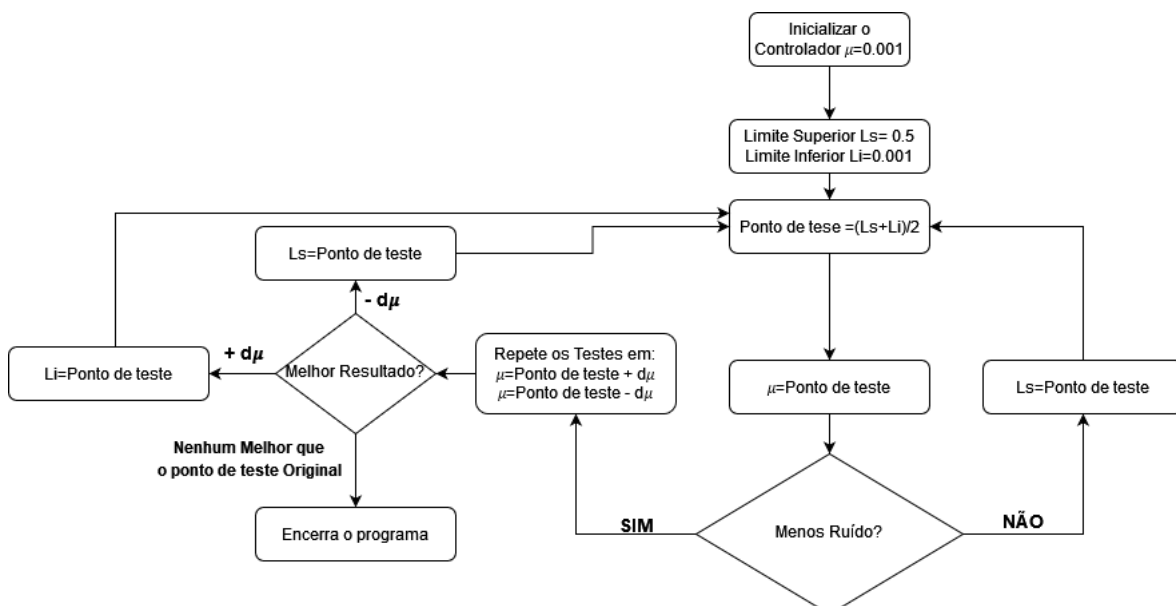
4.3 Ajuste dos Parâmetros

No trabalho de [Sujathakumari et al. \(2018\)](#) é indicado que para manter a estabilidade do controlador é necessário que seja mantida a condição $0 < \mu < A/2$, onde A é a potência de *input* do sinal, que foi ajustada para 1 V nos experimentos, também foi possível notar em alguns testes que valores menores que 0,001 para o parâmetro μ do controlador pouco reduzem ruído.

Com essa informação, foi utilizado um processo manual para encontrar os valores ótimos de configuração do coeficiente de tempo para o controlador, apresentado na Figura 29. O algoritmo foi utilizado para realizar o ajuste fino do parâmetro temporal, após poucas iterações já sendo possível encontrar valores muito bons para o desempenho de atenuação do controlador.

O processo se baseia em um algoritmo de otimização muito comum na área de ciência da computação, chamado de busca binária, com um pequeno passo adicional. Para validar seu funcionamento, em algumas frequências foram realizados testes de força bruta em uma larga faixa de valores de μ . A vantagem de utilizar o processo indicado ao invés de uma testagem ampla de valores, está na quantidade de testes necessários para alcançar um valor ótimo para o controlador, permitindo que o processo seja realizado manualmente com agilidade.

Figura 29 – Algoritmo de Ajuste



Fonte: Autoria Própria.

A ideia por trás desse algoritmo, é semelhante a uma busca dicotômica, onde é definido um "range" inicial de valores nos quais se deseja encontrar o valor mais eficiente, então através de uma estrutura de decisão, o algoritmo corta o intervalo de buscas pela metade a cada passo, assim se aproximando rapidamente da faixa ótima de operação.

5 Resultados e Discussão

5.1 Resultados da Simulação

Foram realizadas série de simulações preliminares com o algoritmo, variando seus parâmetros. Nesse processo, foi possível definir que os valores de $\mu = 0.5$, $N = 100$ convergem bem para o contexto de simulação e portanto foram aplicados. Valores mais altos de N aumentaram consideravelmente o tempo de convergência do controlador e as variações nos valores de μ testadas tiveram pouco impacto nos resultados.

5.1.1 Impacto de Ruídos no Controlador

Foi realizada uma avaliação sobre como o sistema reage a mudanças em suas propriedades, para isso, o caminho secundário foi estabelecido tendo 6 coeficientes arbitrários com mesma ordem de grandeza das propriedades do sistema (onde cada coeficiente tem um par de mesmo valor mas sinal contrário), e a estimativa do caminho secundário foi construída com erros na faixa de 10% dos valores arbitrados, de forma a incluir possíveis erros de estimação. A quantidade de coeficientes no modelo foi estabelecida com base na quantidade apresentada em trabalhos similares.

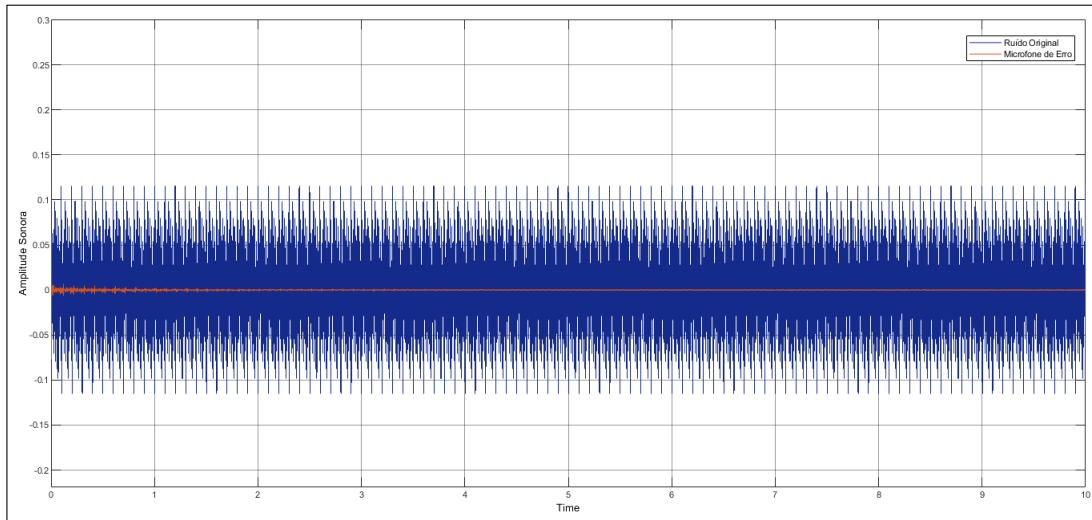
O caminho primário por sua vez foi montado como um sistema arbitrário resultante da operação de convolução do caminho secundário com um novo sistema de 8 coeficientes (onde cada coeficiente tem um par de mesmo valor absoluto e sinal trocado), também arbitrários. Com essas considerações, o sistema foi simulado e os resultados estão apresentados nas Figuras 30 e 31, nelas é possível perceber que para um caso muito simples, sem ruído o sistema converge muito rapidamente.

Em seguida, foram inseridos ruídos no gerador de som do sistema, para melhor compreender como diferentes tipos de ruídos adicionados a forma base afetam seu comportamento. As Figuras 32 e 33 apresentam os resultados do comportamento do sistema para um sinal de entrada acompanhado de um ruído branco.

Além do ruído branco, também foram realizados testes com ruídos Rosa, Marrom, Azul e Roxo. Detalhes importantes sobre os resultados obtidos em cada simulação estão apresentados na Tabela 5, os valores da tabela foram feitos por inspeção observando os gráficos. O Apêndice C apresenta os resultados de simulações para cada tipo de ruído testado.

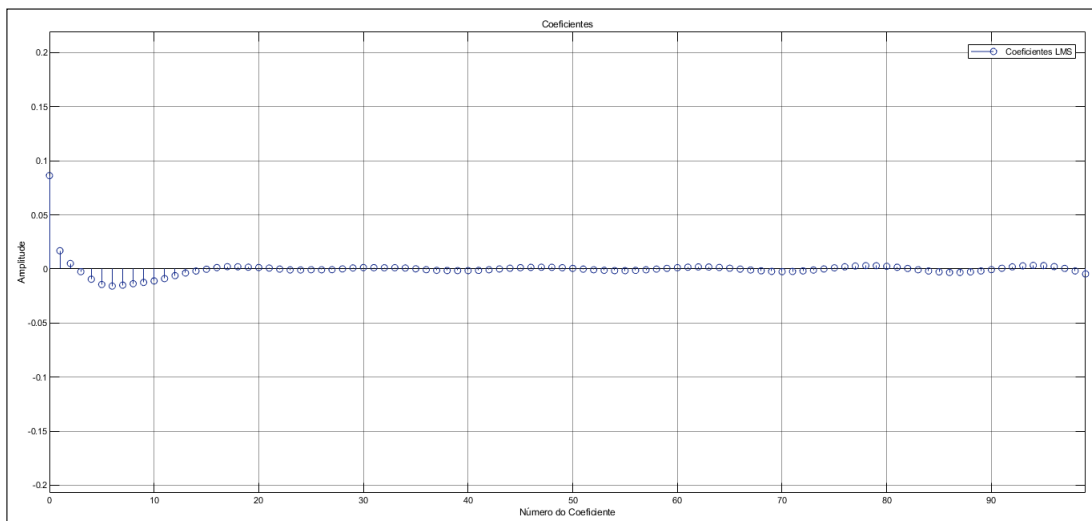
De forma geral, é possível notar que o sistema consegue se adaptar bem a maioria dos ruídos de entrada, em especial o ruído branco. Porém, o ruído marrom foi capaz de divergir a simulação em condições normais e saturar o controlador.

Figura 30 – Resposta Base do Sistema



Fonte: Autoria Própria.

Figura 31 – Coeficientes da Simulação Base



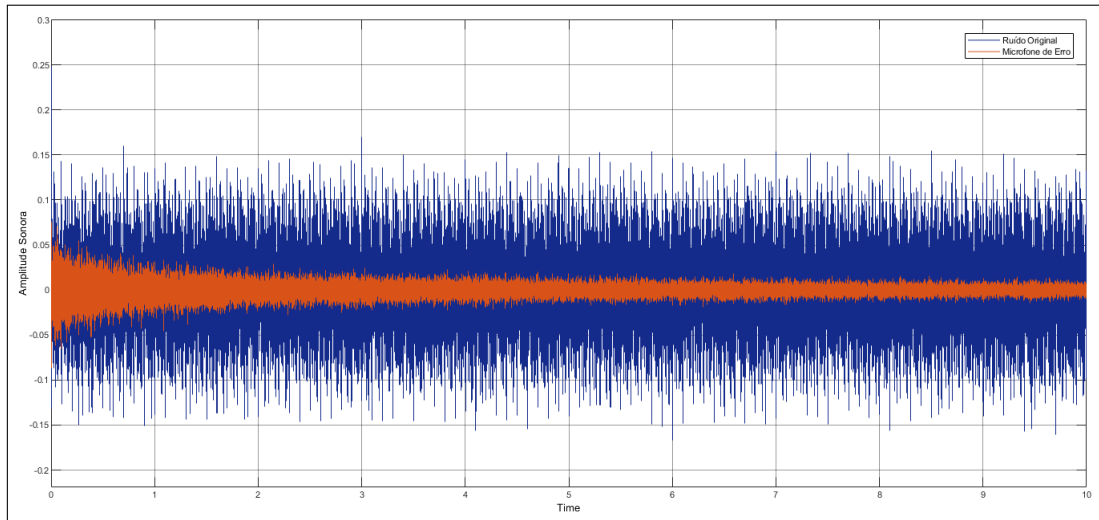
Fonte: Autoria Própria.

Tabela 5 – Resposta a diferentes Ruídos adicionados na entrada

Tipo de ruído	Tempo de Convergência $e(n) \lesssim 10\% e(n)_{max}$	Erro Médio ($T_{sim} \approx 10s$)
Nenhum	0,04s	0,1%
Branco	3,1 s	5%
Rosa	9,8 s	8,5%
Marrom	Divergente	∞
Azul	9,4 s	6%
Roxo	6,1 s	4%

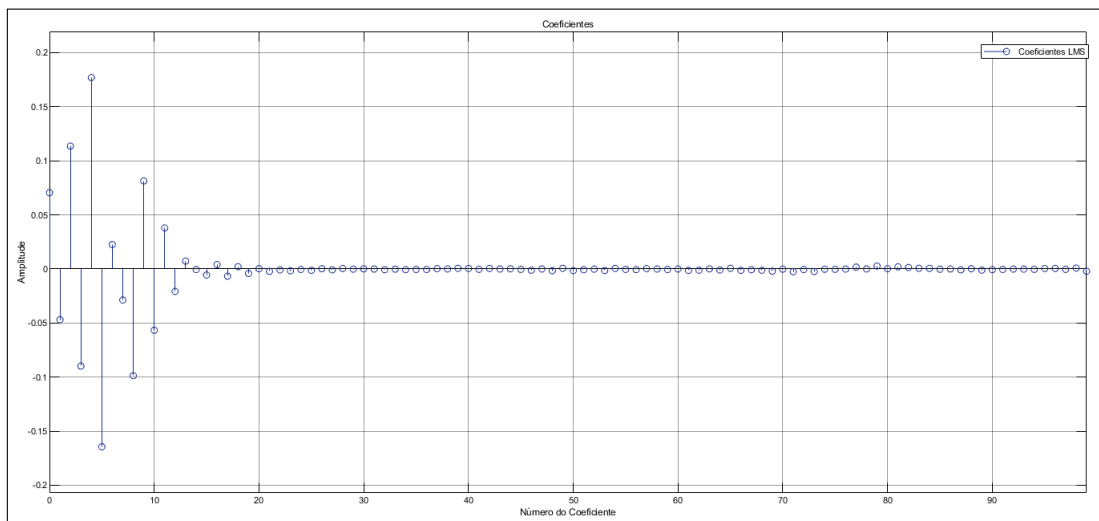
Em geral, nas simulações apresentadas, os primeiros 25 coeficientes carregam mais importância numérica do que os seguintes, mas para testes feitos com apenas 25 coeficientes, alguns ruídos foram capazes de divergir o controlador, desse modo é preciso que o sistema considere um pouco mais de graus do que os mais relevantes para evitar problemas

Figura 32 – Resposta Base com Ruído Branco



Fonte: Autoria Própria.

Figura 33 – Coeficientes com adição de Ruído Branco



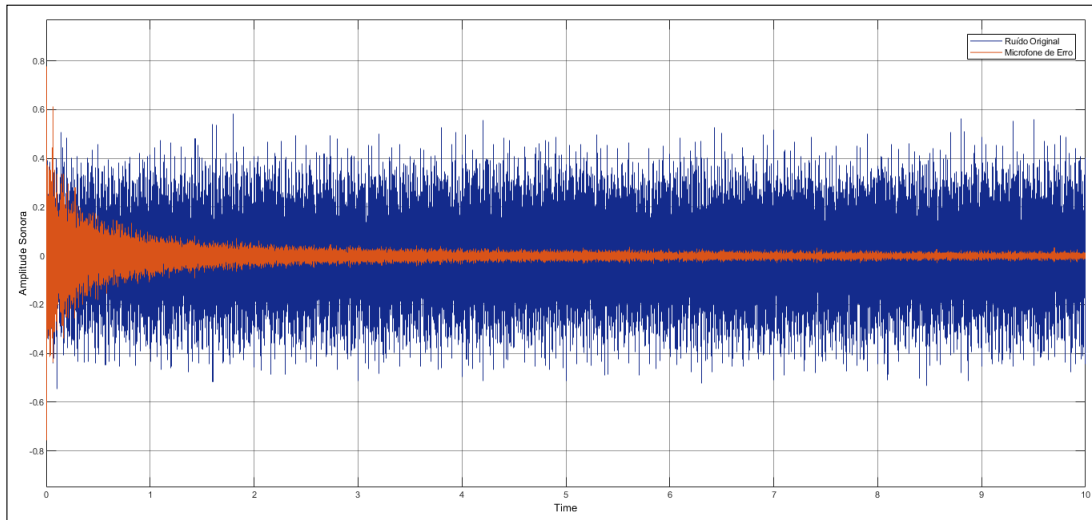
Fonte: Autoria Própria.

de convergência. Simulações com menos coeficientes convergem mais rápido, portanto é importante avaliar o custo-benefício entre velocidade de convergência e possibilidade de divergência no momento de escolha da variável N .

5.1.2 Impacto dos Coeficientes do caminho primário

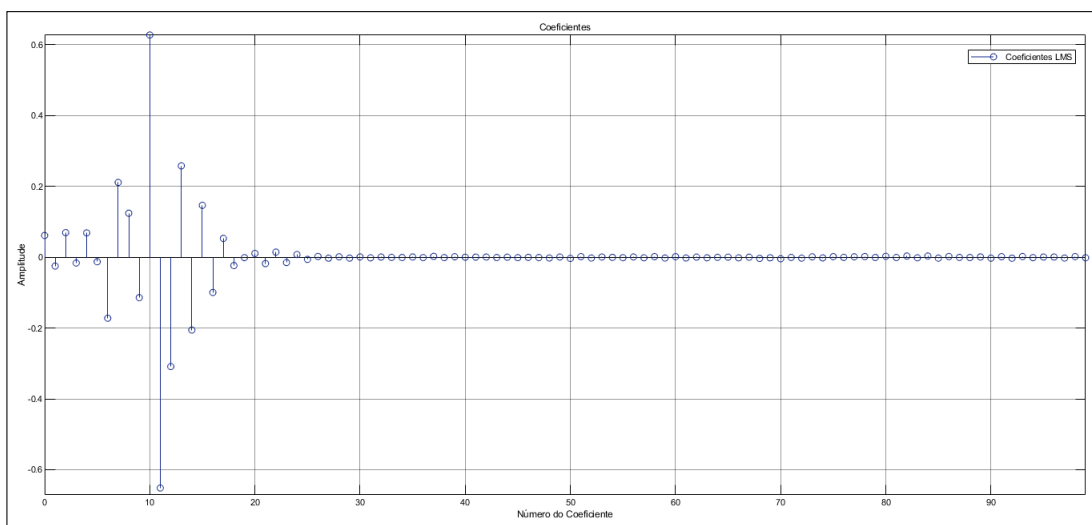
Em seguida, foram variados os parâmetros dos coeficientes no caminho primário. O caminho primário foi montado pelo mesmo processo apresentado na seção anterior, porém o sistema foi montado com 10 coeficientes de modo que 2 deles não tenham um par de mesmo valor absoluto, além disso os coeficientes adicionados tem magnitude maior que os outros.

Figura 34 – Simulação com 10 coeficientes no filtro do caminho primário



Fonte: Autoria Própria.

Figura 35 – Resposta simulada com 10 coeficientes no filtro do caminho primário



Fonte: Autoria Própria.

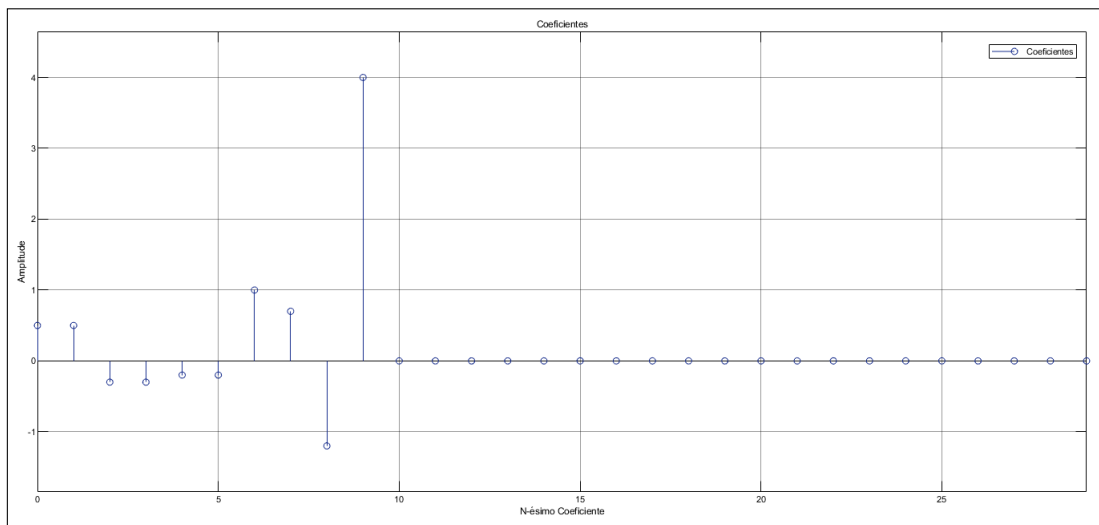
Nessas condições, é possível ver que a existência de coeficientes sem um par não afeta o sistema de forma a impedir sua convergência. Outros testes foram realizados aumentando a quantidade de coeficientes e os valores do filtro FIR apenas resultando em leve aumento no tempo de convergência do controlador.

Foram realizados também testes alterando a ordem de grandeza dos coeficientes do caminho primário. Mesmo com o aumento da amplitude do sistema, o Fx-nLMS parece também lidar sem dificuldades com esse efeito. O que indica que os coeficientes do caminho primário não apresentam muitas barreiras ao funcionamento do controlador, desde que o bloco de amostras (N) considere coeficientes suficientes para estimá-los.

5.1.3 Impacto dos coeficientes do caminho secundário

O modelo do estimador do caminho secundário é capaz de convergir com facilidade, a Figura 36 mostra o resultado do modelo para um sistema com coeficientes em $[0.5, 0.5, -0.3, -0.3, -0.2, -0.2, 1, .7, -1.2, 4]$, variar o número de coeficientes do modelo e seus valores impacta apenas no tempo de convergência do modelo.

Figura 36 – Coeficientes do Estimador de Caminho Secundário



Fonte: Autoria Própria.

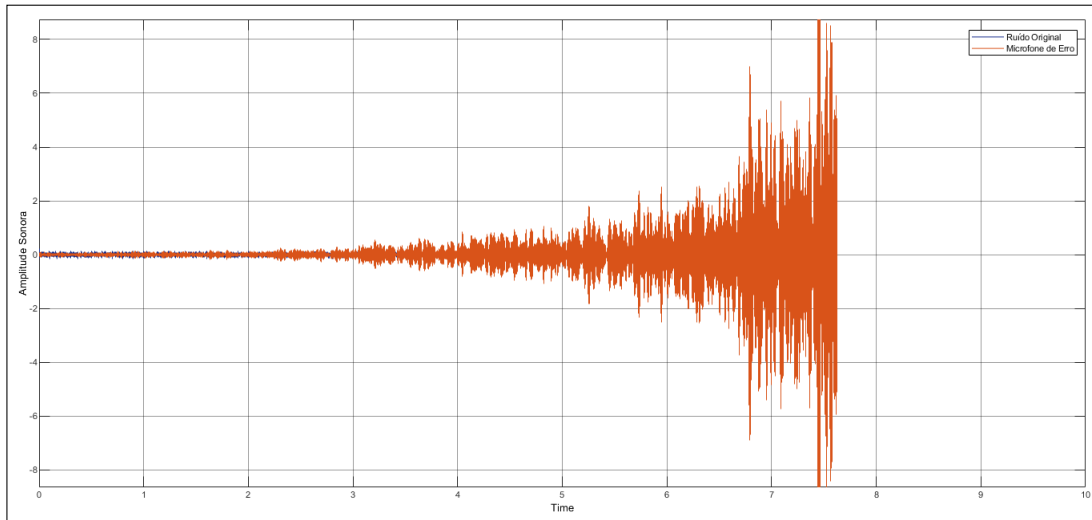
Apesar de os resultados obtidos pela simulação do estimador serem praticamente exatos, essa idealização não reflete com a mesma precisão as situações práticas devido a não linearidades, ruídos e inúmeros outros fatores, dessa forma é importante avaliar o impacto de uma má estimativa do caminho secundário no sistema.

Como indicado na seção 5.1.1 o modelo foi testado para erros próximos a 10% na estimativa do caminho secundário. Aumentar esses erros gradualmente dificulta a convergência do sistema. Aumentar o comprimento N do filtro parece ser capaz de contornar esse problema para erros um pouco maiores, entretanto erros acima de 30% nos valores por exemplo não foram convergidos nem utilizando comprimentos de filtro 10 vezes maior que o original.

As Figuras 37 e 38 mostram o comportamento do modelo para erros da ordem de 30% e com comprimento de filtro $N = 1000$, onde é possível notar que mesmo que um comprimento de filtro seja capaz de segurar a divergência por um tempo, o sistema eventualmente diverge.

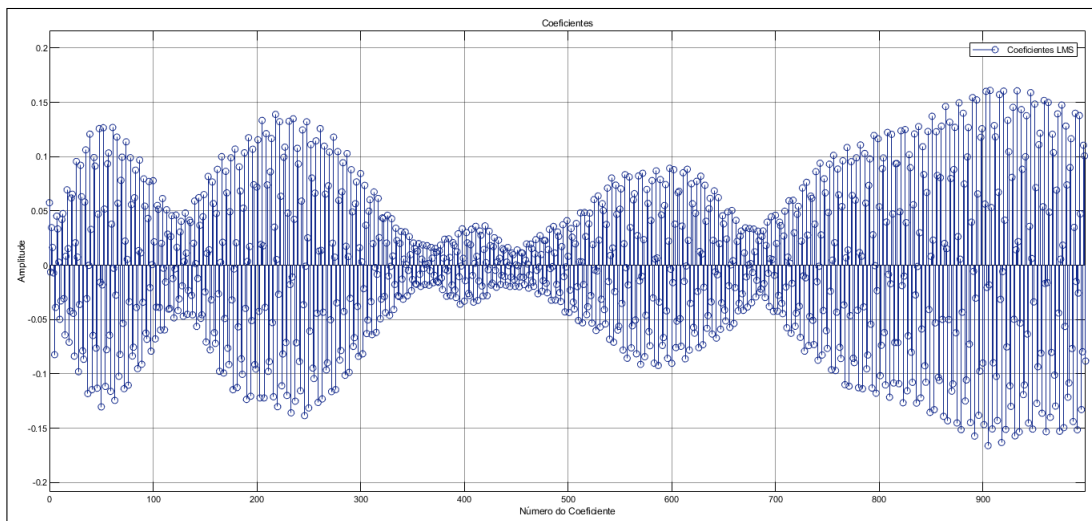
Esse resultado deixa claro a importância de uma boa estimativa do caminho secundário para garantir a estabilidade e funcionamento apropriados do controlador.

Figura 37 – Resposta de má estimativa do caminho secundário



Fonte: Autoria Própria.

Figura 38 – Coeficientes para uma má estimativa do caminho secundário

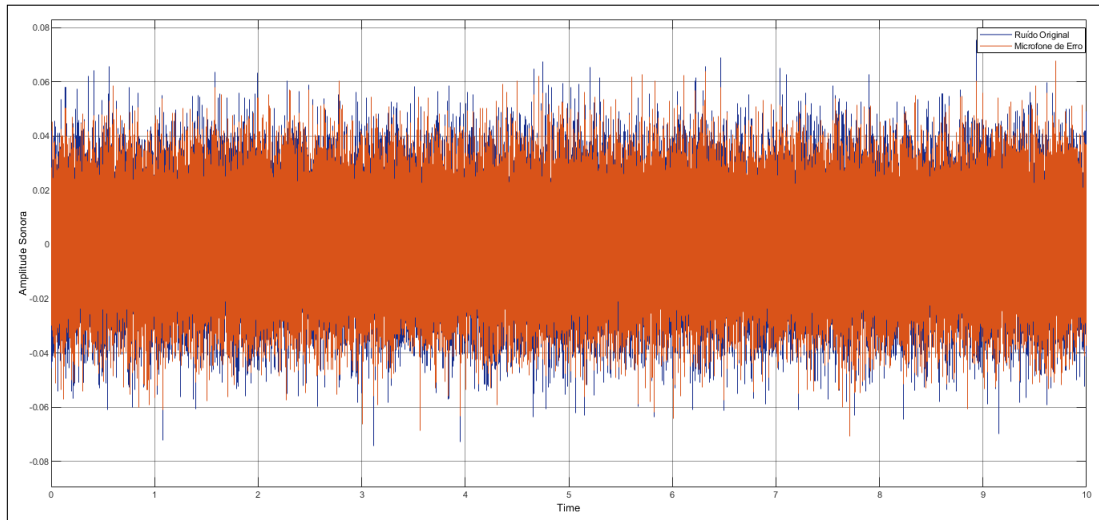


Fonte: Autoria Própria.

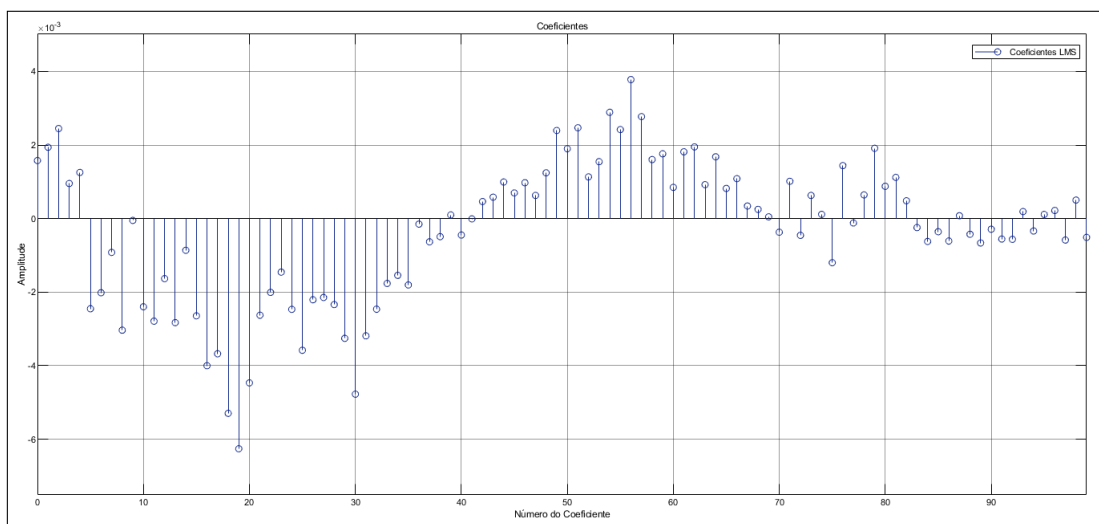
5.1.4 Efeito do Coeficiente de Vazamento(α)

Uma possível solução para evitar divergência do modelo seria a utilização de coeficiente de vazamento (α) diferente de 1, utilizando um valor de 0.8 por exemplo, apesar de não convergir para uma má estimativa do caminho secundário, o sistema se manteve estável, como apresentado nas Figuras 39 e 40.

Entretanto, valores de vazamento diferentes de 1 (mesmo que muito próximos como 0.99 e 0.995) aumentam muito o tempo de convergência da simulação, e na maioria das vezes impedem que a mesma ocorra. Assim sendo, utilizar o fator de vazamento se apresentou como uma alternativa para controlar as divergências do controlador no modelo montado. Porém, é um fator extremamente delicado que precisa ser ajustado com cautela,

Figura 39 – Simulação com $\alpha = 0.8$ 

Fonte: Autoria Própria.

Figura 40 – Coeficientes com $\alpha = 0.8$ 

Fonte: Autoria Própria.

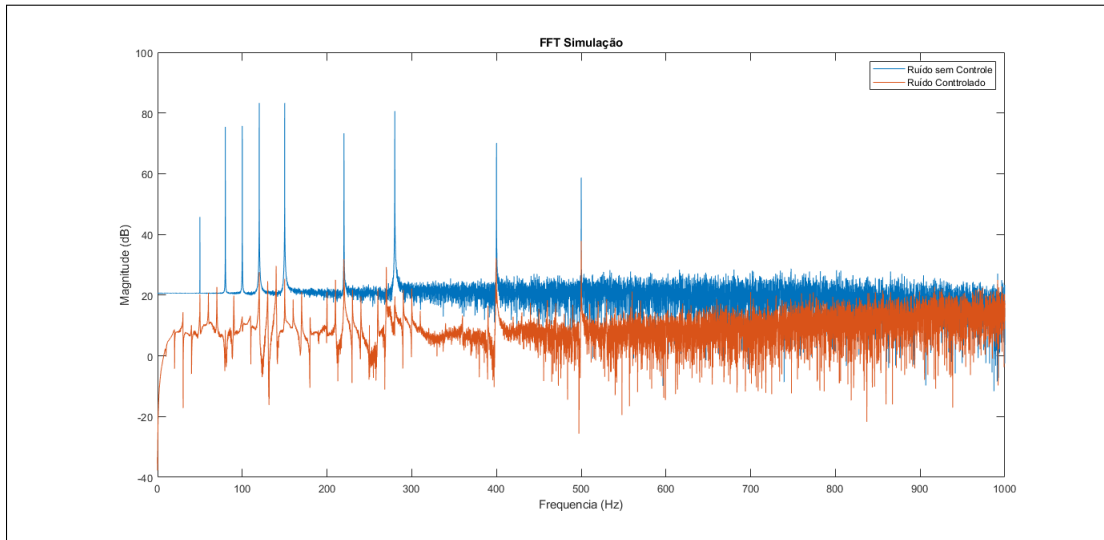
já que dificulta a convergência do sistema.

5.1.5 Resultados do Controle no Domínio da Frequência

Também é importante analisar a resposta do sistema no domínio da frequência. Assim, é possível entender em quais faixas o controlador teve melhores resultados.

Na figura 41 é possível notar que, apesar de não haver nenhuma modelagem para ocorrência de ondas não planas após as frequências de 700 Hz, ainda assim o controlador gradativamente perde efetividade. Dessa forma, a simulação parece indicar que o simples aumento da frequência sonora do sinal já causa reduções na eficiência do Fx-nLMS.

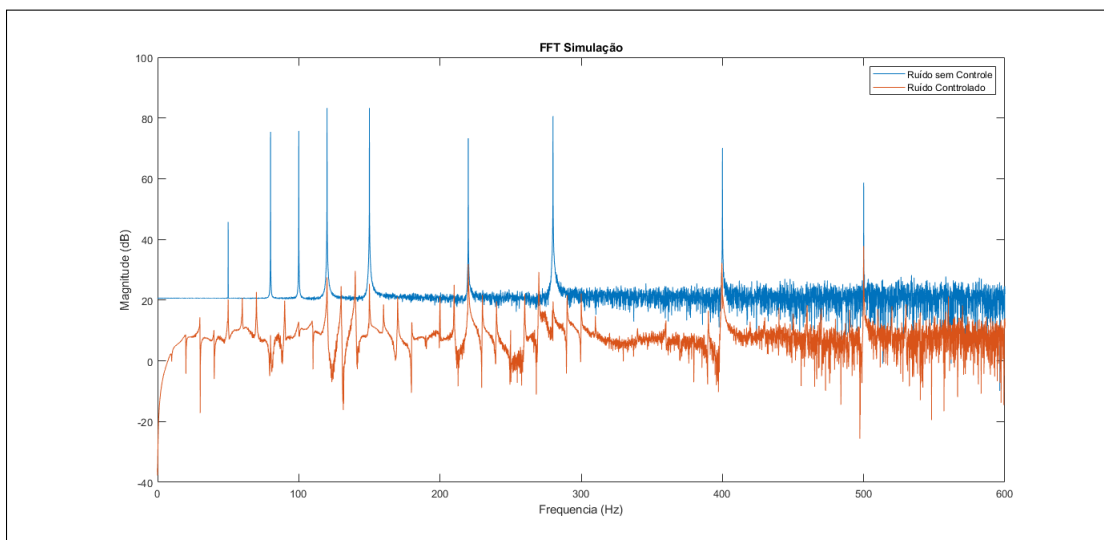
Figura 41 – Resultado no domínio da Frequência



Fonte: Autoria Própria.

Já na Figura 42 é indicado em mais detalhe o comportamento do sistema até alcançar frequência de corte da bancada experimental (seção 5.2). Nela é possível observar que o algoritmo consegue responder com efetividade aos picos de frequência, mesmo quando acionado para uma combinação de diversos tons puros com ruído branco.

Figura 42 – Resultados dentro da frequência de Corte



Fonte: Autoria Própria.

5.2 Resultados Experimentais

Após realizados vários testes dentro da simulação, o algoritmo de controle foi transportado para aplicação na bancada, ainda usando o Simulink e com apoio do software próprio da placa de aquisição e controle da DSpace.

Com o sistema operante, foram então realizados uma série de testes sobre varias condições de frequência e amplitude do sinal de entrada para ajustar os valores dos coeficientes do controlador.

Tendo em vista a equação 3.26, e conhecendo o diâmetro do duto da bancada $D = 150mm$, temos que a frequência de corte que permite a existência de ondas planas no duto é de:

$$f_c = \frac{1.84c}{2\pi d} = 669Hz \quad (5.1)$$

Portanto, foram realizados testes de variação dos coeficientes do controlador para frequências diversas dentro das faixas de 80 (limite do alto-falante) a 600 Hz de modo a encontrar os valores ótimos para cada frequência.

Nos primeiros testes, foram utilizados valores iniciais de $\mu = 0.001$ e $\alpha = 1$. Valores escolhidos com base no comportamento do sistema durante a simulação, valores de ordem menor que 10^{-3} do coeficiente faziam com que o modelo demorasse muito a convergir. Esses valores causaram divergência imediata do controlador, resultando em saturação dos auto-falantes muito similar a vista para o caso do ruído marrom.

Tendo em vista o papel do coeficiente de vazamento em evitar divergências na simulação que foi notado durante as simulações, o coeficiente foi então ajustado para o valor de $\alpha = 0,999$ que foi suficiente para manter o sistema estável.

Em seguida iniciou-se o processo de otimização do valor μ foram realizados testes para otimização do controlador em toda a faixa de frequência. Após realizados os experimentos, foi possível estimar que o valor ótimo para o controlador tende a ficar próximo a 0,04 na maioria dos testes.

Em algumas frequências, iniciar o sistema com o controlador em seu valor ótimo, causou pequenos picos de ruído antes do ajuste dos coeficientes do Fx-nLMS, desse modo para todas as simulações, foi adotado o procedimento de iniciar o modelo com $\mu = 0.001$ e então após iniciado, ajustar o valor para o ponto ótimo, assim evitando picos sonoros.

O ajuste ótimo encontrado para cada faixa de frequência do controlador está apresentado na tabela 6 abaixo, é importante ressaltar que mesmo para frequências onde o valor 0,04 não foi o melhor encontrado esse valor ainda consegue bons resultados, e não causa divergências ao controlador.

Tabela 6 – Valores Otimizados de μ

Frequência (Hz)	80-110	110-150	160-340	350-360	370-440	450-490	500-600
Ajuste Ótimo (μ)	0,04	0,03	0,04	0,0125	0,04	0,00525	0,04

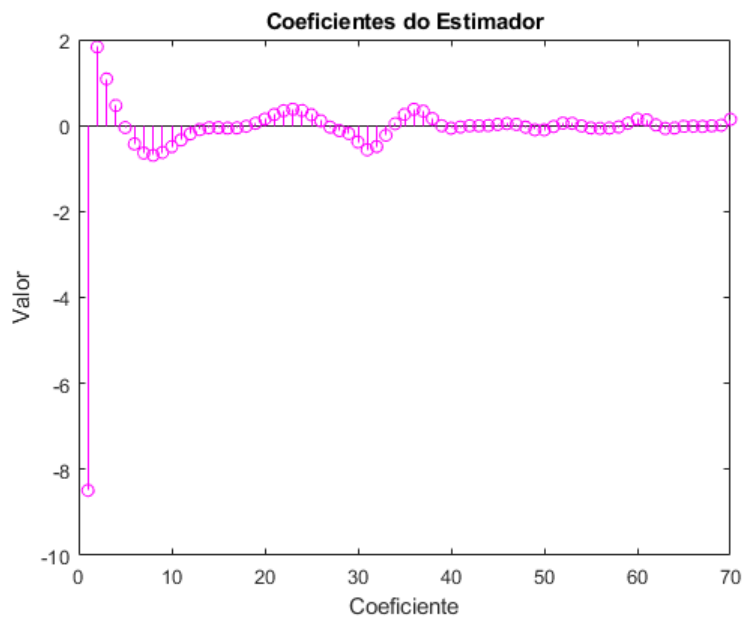
Fonte: Autoria Própria

5.2.1 Modelo do Caminho Secundário

Em paralelo ao processo de otimização dos parâmetros do controlador, foram comparadas as duas formulações de caminho secundário.

Os coeficientes obtidos pela formulação do estimador estão apresentados nos gráficos da Figura 43 abaixo. Os valores das matrizes do modelo em espaço de estados podem ser vistos no Anexo B.

Figura 43 – Coeficientes dos Modelos de Caminho Secundário



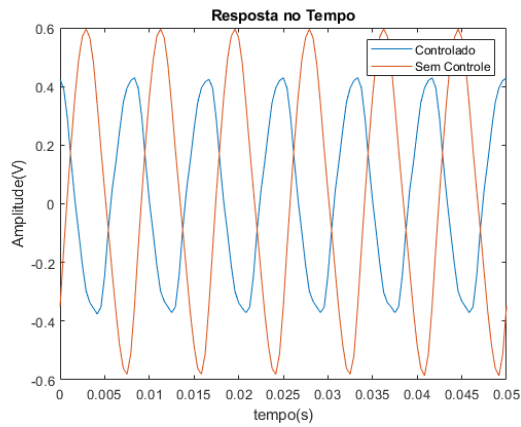
Fonte: Autoria Própria

As Figuras 44 e 45 mostram alguns casos de comparação entre os modelos, nelas é possível perceber que o modelo em espaço de estados gera melhores resultados, porém alguns detalhes interessantes merecem atenção.

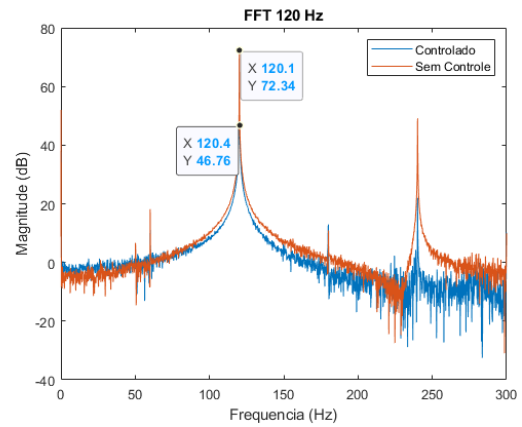
No teste de 120 Hz por exemplo, o modelo do estimador foi capaz de uma melhor atenuação da frequência dominante. Porém, ainda assim teve desempenho abaixo da formulação em espaço de estados ao longo das outras frequências, assim resultando em uma pior resposta no domínio do tempo.

Já na frequência de 160 Hz (Figura 45) é possível perceber com clareza a diferença de performance entre os modelos.

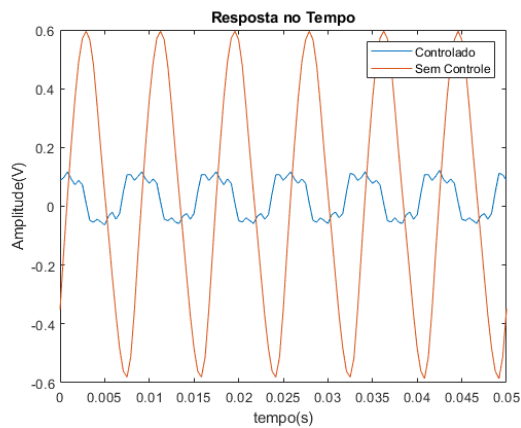
Figura 44 – Comparação de desempenho em 120 Hz dos Modelos



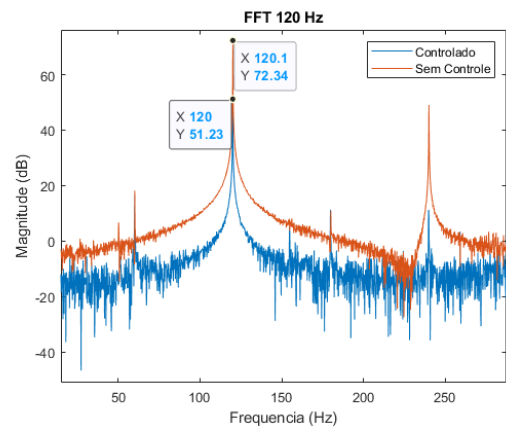
(a) Modelo do Estimador - Tempo



(b) Modelo do Estimador - Frequência



(c) Modelo em Espaço de Estados - Tempo

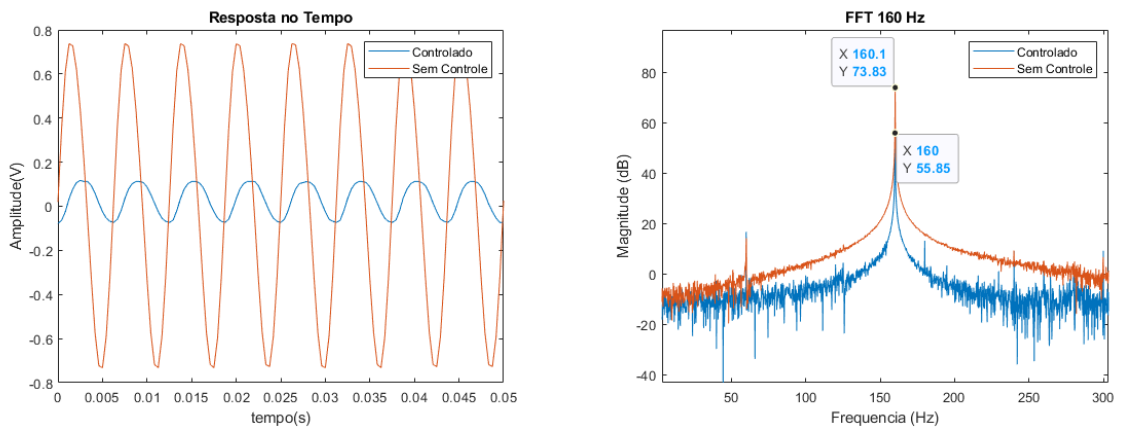


(d) Modelo em Espaço de Estados - Frequência

Fonte: Autoria Própria

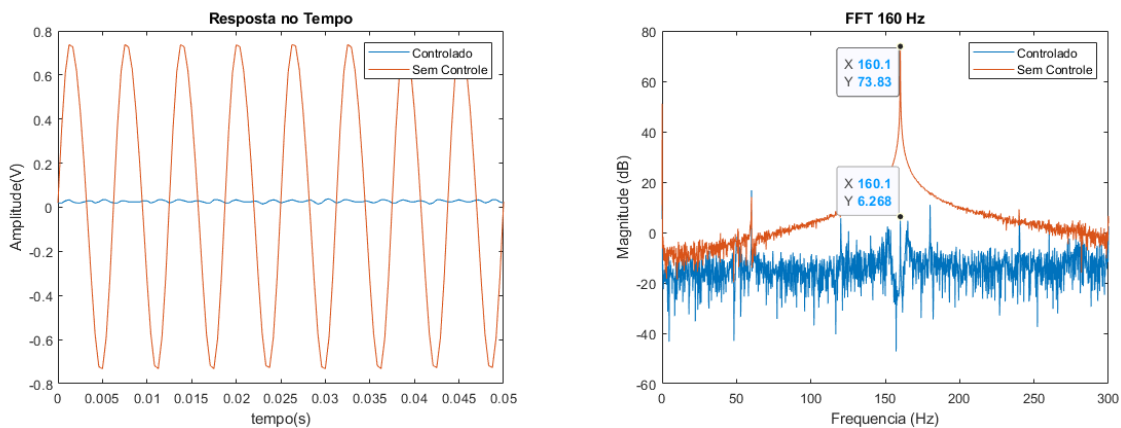
Assim, optou-se por seguir os experimentos utilizando o modelo em espaço de estados, que além de computacionalmente mais eficiente, apresentou melhores resultados. Porém, vale destacar que o modelo criado pelo estimador foi apenas um teste comparativo, convergido em poucos minutos pelo algoritmo e apresentou resultados positivos, o que o torna uma opção viável para modelagens iniciais.

Figura 45 – Comparação de desempenho em 160 Hz dos Modelos



(a) Modelo do Estimador - Tempo

(b) Modelo do Estimador - Frequência



(c) Modelo em Espaço de Estados - Tempo

(d) Modelo em Espaço de Estados - Frequência

Fonte: Autoria Própria

5.2.2 Resposta a Tons Puros

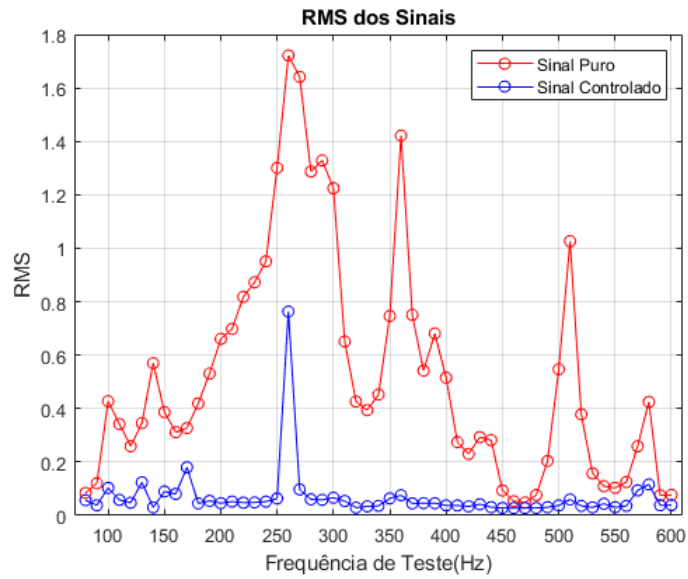
Após a escolha do modelo de caminho secundário e otimização dos parâmetros, foi realizada a validação de performance do controlador ao longo de toda a faixa de operação esperada.

A Figura 46 mostra o comparativo entre a potência do sinal controlado e sem controle para cada frequência de tom puro de entrada. Nela é possível também ver indícios de algumas propriedades da bancada.

Já que a amplitude sonora emitida pelos alto-falantes foi a mesma para todos os testes, é possível notar que a estrutura do duto amplifica algumas frequências, como a faixa entre 250 e 300 Hz durante seu percurso, mas também é capaz de atenuar outras por contra própria, vide a faixa de 450 a 490 Hz.

Nessa faixa de grande atenuação do ruído por parte da própria estrutura física do

Figura 46 – Performance do Controlador no Domínio do Tempo

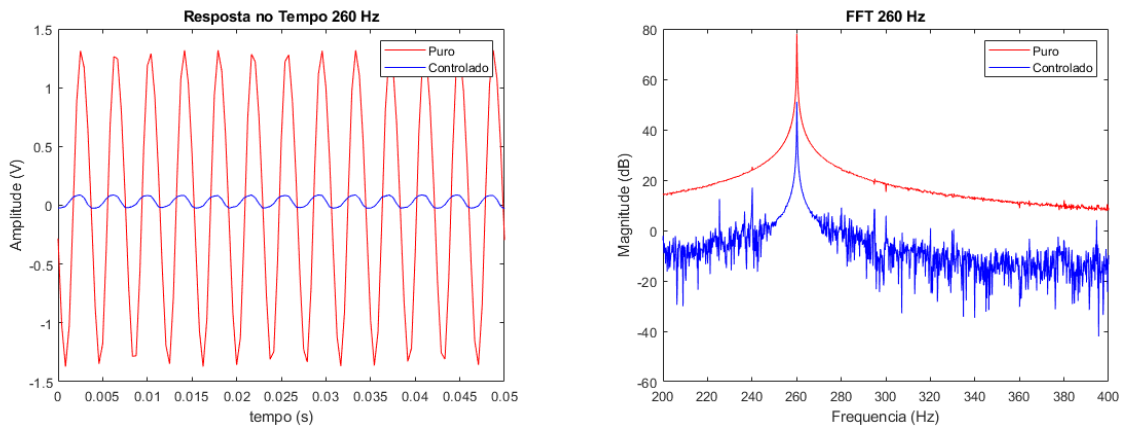


Fonte: Autoria Própria.

modelo, é possível notar que o controlador não desempenha grande papel, já que o ruído sonoro já está muito baixo. Entretanto, o controlador obteve ótimos resultados em outras faixas onde o duto amplificou o ruído, perdendo pouca eficiência.

Em seguida, nas Figuras 47, 48 e 49 são apresentados os resultados do controle para mais algumas frequências com características relevantes no domínio do tempo.

Figura 47 – Resultados do Controle em 260 Hz (Primeiro Pico)



(a) Domínio do Tempo

(b) Domínio da Frequência

Figura 48 – Resultados do Controle em 360 Hz (Segundo Pico)

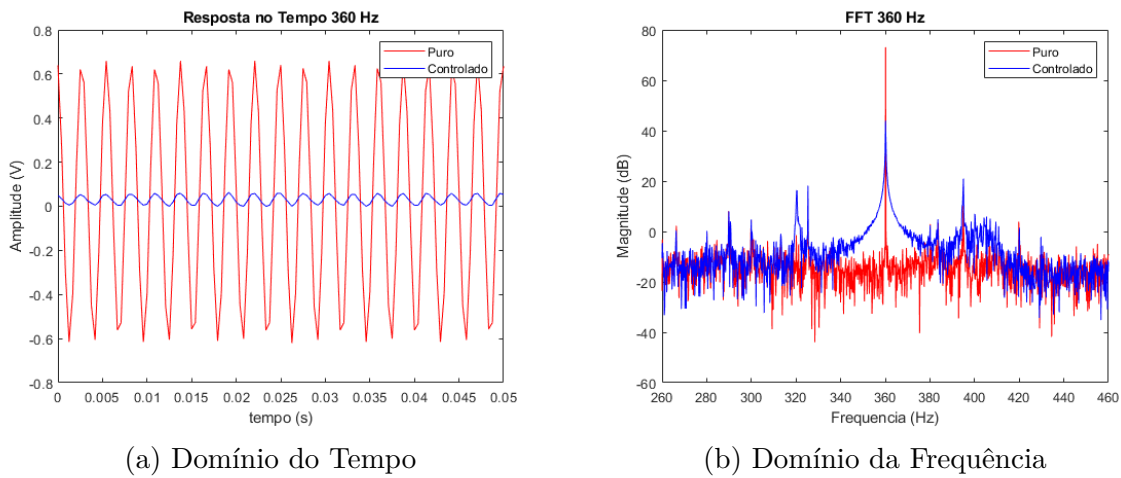
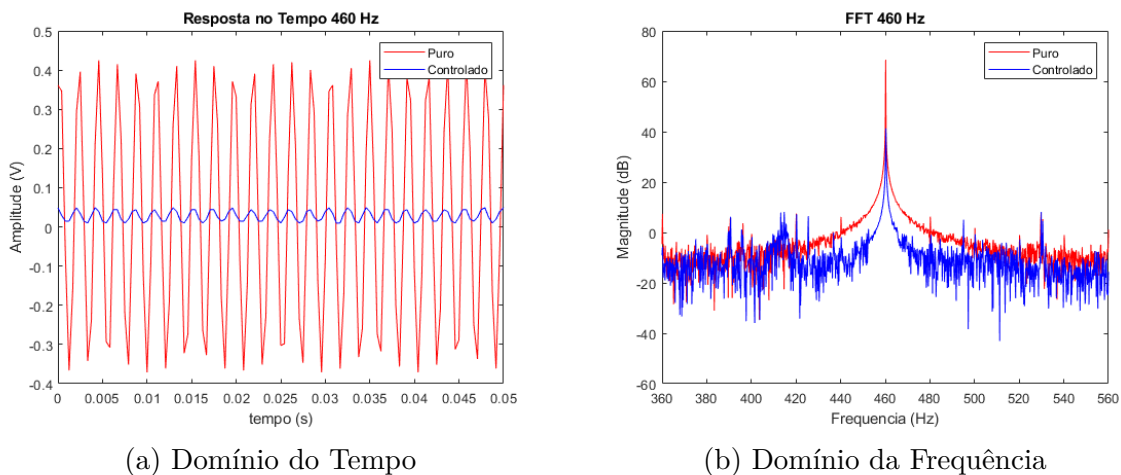


Figura 49 – Resultados do Controle em 460 Hz (Frequência mais atenuada pelo duto)



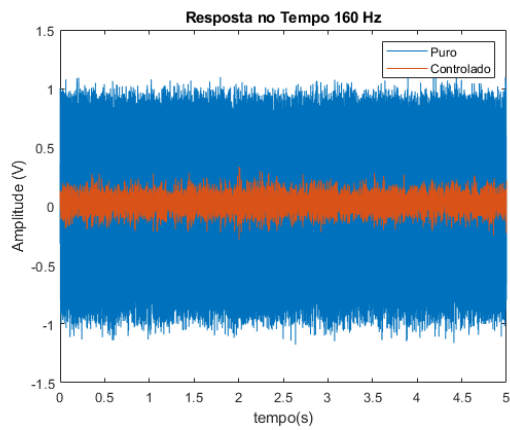
Fonte: Autoria Própria

5.2.3 Resposta do Controlador ao Ruído Branco

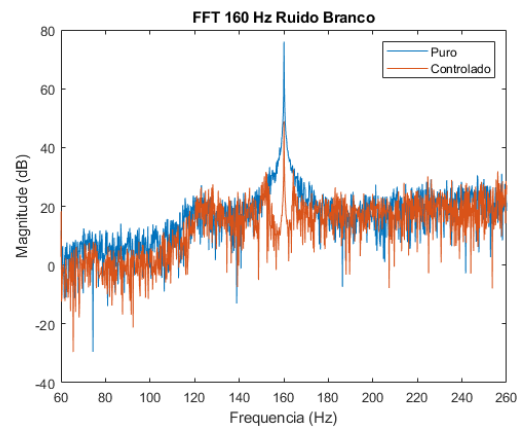
Para avaliar a performance da Bancada ao ruído, foram realizados testes nas frequências de destaque aumentando gradativamente a razão sinal ruído do sinal de entrada, assim foi possível avaliar como a performance do Fx-nLMS se altera com o aumento gradual do ruído no sistema.

A tabela 7 sintetiza os resultados coletados nos testes realizados para algumas frequências, nela são apresentadas as atenuações em dB e a redução em RMS entre o sinal puro e o controlado a medida que há aumento no ruído, é possível perceber a gradual queda de performance do controlador com a diminuição da Razão Sinal Ruído.

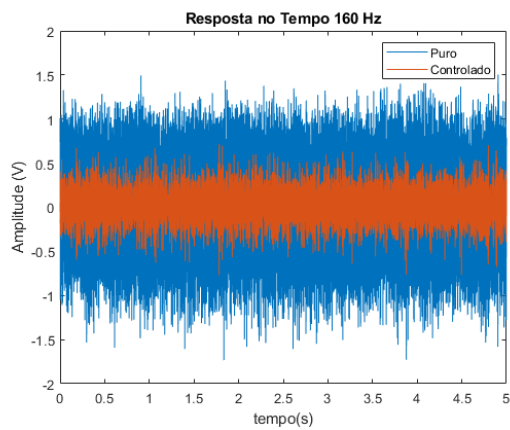
Figura 50 – Desempenho em 160 Hz do controlador com aumento de ruído



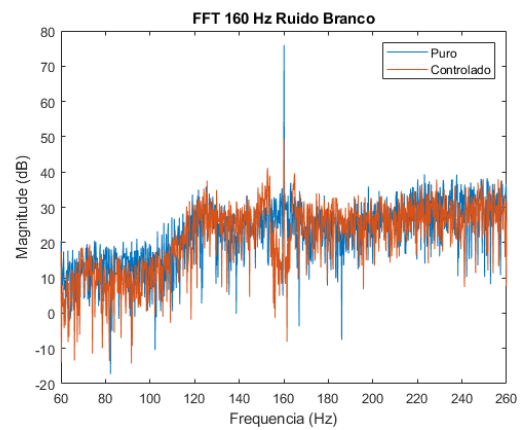
(a) Razão Sinal Ruído 20 - Tempo



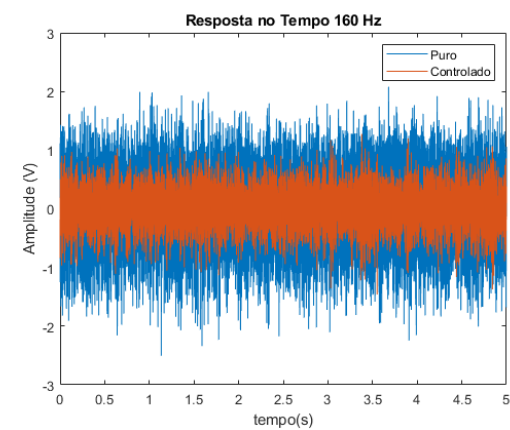
(b) Razão Sinal Ruído 20 - Frequência



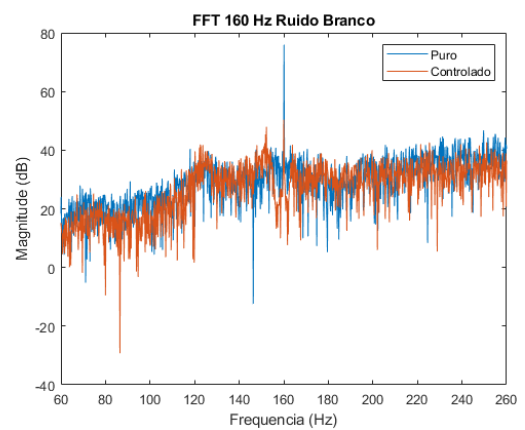
(c) Razão Sinal Ruído 10 - Tempo



(d) Razão Sinal Ruído 10 - Frequência



(e) Razão Sinal Ruído 2 - Tempo



(f) Razão Sinal Ruído 2 - Frequência

Fonte: Autoria Própria

Tabela 7 – Performance do Controlador com Ruído Branco

Razão Sinal Ruído -> Atenuação/ Frequência (Hz)	20 dB		10 dB		2 dB	
	dB	RMS	dB	RMS	dB	RMS
120	13,29	0,3589	12,51	0,2956	10,33	0,2376
160	27,06	0,5876	26,49	0,4952	25,58	0,4266
270	26,29	1,2275	29,81	1,0551	21,03	0,9165
460	24,38	0,2090	15,88	0,1856	10,83	0,2139

Fonte: Autoria Própria

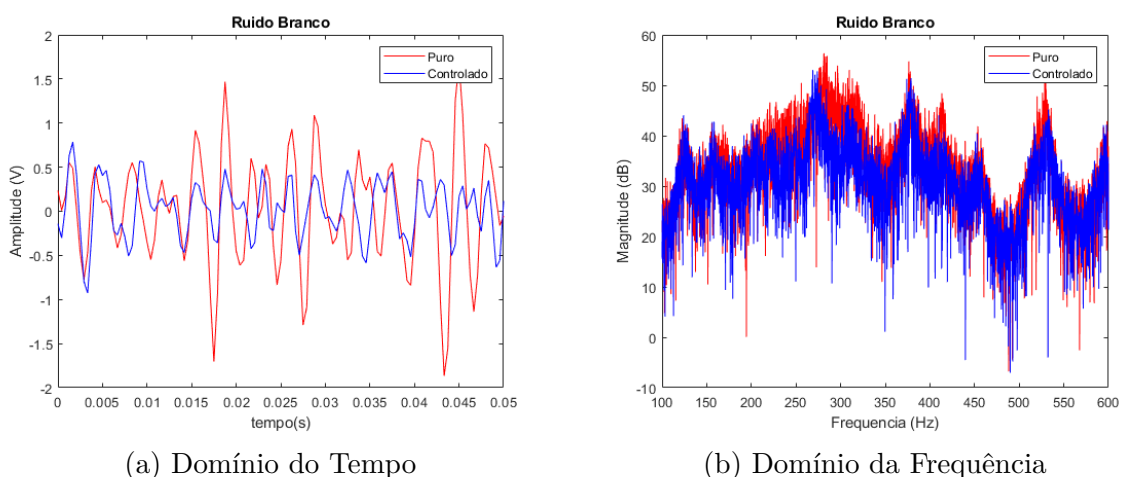
Já na tabela 8 estão apresentadas as atenuações percentuais obtidas para cada teste.

Tabela 8 – Resultado Percentual da Atenuação

Razão Sinal Ruído -> Atenuação/ Frequência (Hz)	20 dB		10 dB		2 dB	
	dB	RMS	dB	RMS	dB	RMS
120	18,14%	72,67%	17,06%	55,53%	14,07%	37,28%
160	35,61%	87,61%	34,87%	71,22%	33,68%	55,08%
270	33,09%	90,85%	35,82%	78,26%	25,99%	66,42%
460	36,08%	74,40%	24,21%	54,46%	16,15%	43,87%

Por fim, o sistema foi alimentado com um sinal de ruído puramente branco para avaliação dos resultados. A figura 51 contém os resultados do controlador nessas condições.

Figura 51 – Resultados do Controle em 460 Hz (Frequência mais atenuada pelo duto)



Fonte: Autoria Própria

Porém, como não há uma frequência dominante inserida ao sistema, é difícil avaliar a atenuação em dB de alguma frequência em específico, além disso o desempenho varia

conforme cada frequência. Todavia, ainda é possível avaliar o desempenho do controlador ao longo do tempo (Figura 52). A comparação entre o RMS de ambos os sinais está apresentada na Tabela 9.

Figura 52 – Teste Completo

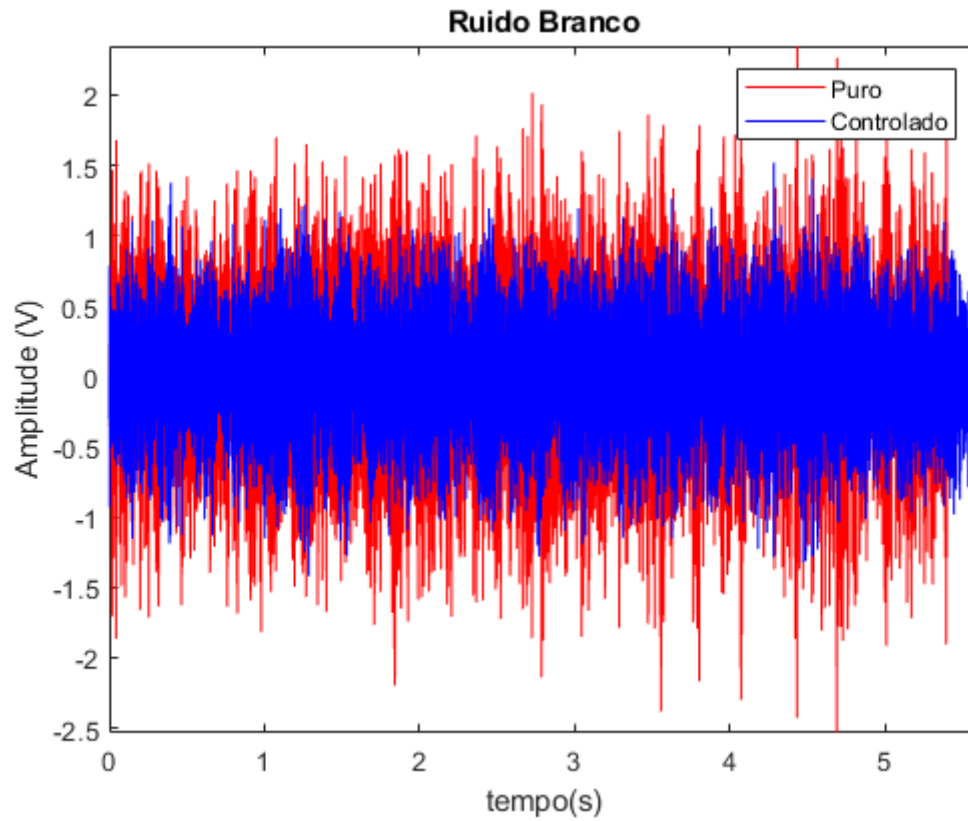


Tabela 9 – Performance com Ruído Branco

Resultados	RMS
Ruído Puro	0,6193
Ruído Controlado	0,3954

Fonte: Autoria Própria.

5.3 Discussão

A simulação numérica apresentou resultados que se aplicaram também ao contexto experimental, assim sendo de extrema importância para o projeto. Porém, o modelo simulado não refletiu bem a sensibilidade do controlador a alterações no parâmetro μ . No ambiente simulado, essa variável pouco causou alterações no comportamento do controlador, porém, em laboratório se tornou essencial para funcionamento do Fx-nLMS.

Após a implementação de uma nova placa controladora, e alteração do algoritmo de controle, é possível comparar as faixas de convergência do novo modelo de controlador, com os outros trabalhos realizados no duto. Na Tabela 10 estão apresentados a zona de convergência dos modelos testados.

Tabela 10 – Resultados do controlador

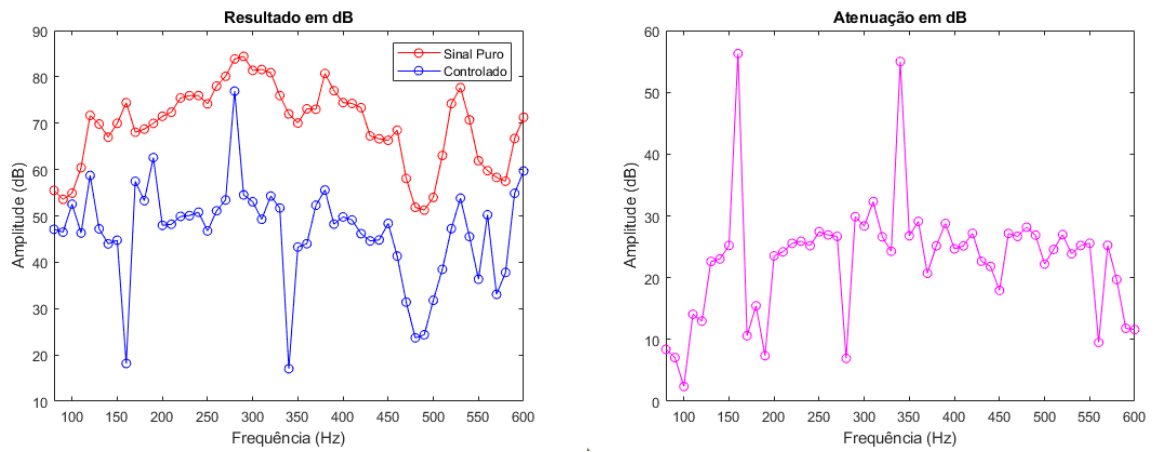
Frequências (Hz)	LMS	Fx-LMS	Fx-nLMS
80 - 119	Diverge	Diverge	Converge
120 - 130	Converge	Converge	Converge
131 - 199	Diverge	Converge	Converge
200 - 214	Converge	Converge	Converge
215 - 307	Diverge	Diverge	Converge
308 - 332	Converge	Converge	Converge
333 - 415	Diverge	Converge	Converge
416 - 488	Converge	Converge	Converge
489 - 538	Diverge	Converge	Converge
539 - 570	Converge	Converge	Converge
571 - 600	Instável	Converge	Converge

Fonte: Combinação entre resultados apresentados em [Camargo \(2019\)](#) e de Autoria Própria

Infelizmente, com as informações disponíveis no trabalho de [Camargo \(2019\)](#) não foi possível comparar diretamente a performance de atenuação do controlador. A figura 53 mostra a melhor atenuação em decibéis obtida para cada tom puro utilizando o Fx-nLMS.

Os arquivos da simulação, os dados experimentais gerados e os "*scripts*" utilizados nesse trabalho podem ser acessados pelo repositório do Github em <https://github.com/esh2900/TCC-170030610>.

Figura 53 – Resultado Geral na Frequência



(a) Performance no Domínio da Frequência

(b) Atenuação

Fonte: Autoria Própria

6 Conclusão

Essa monografia reuniu informações sobre o impacto e a relevância do controle da emissão de ruídos, principalmente no contexto aeronáutico, explicou as principais técnicas de controle acústico, simulou o controlador para avaliação de suas propriedades e apresentou os resultados obtidos com a implementação do algoritmo Fx-nLMS para o controle ativo de ruídos em um duto experimental.

Nesse contexto, a simulação numérica inicial do modelo foi de essencial importância para acelerar o processo de ajuste do controlador na bancada experimental, já que os efeitos responsáveis por causar divergência no modelo numérico, se replicaram no contexto experimental. Além disso, ter estimativas iniciais das configurações do modelo evitam possíveis danos aos alto-falantes e outros componentes eletrônicos que possam ser causados por eventuais saturações inesperadas do controlador.

Com a implementação do algoritmo e operação da bancada, foi possível validar o modelo de estimador de caminhos secundário, e compara-lo com um modelo mais complexo, otimizar os parâmetros e testar a eficiência do controlador Fx-nLMS dentro de toda a faixa de frequência dentro do corte para ondas planas. Além disso, foram realizados experimentos com ruído branco crescente, de forma a avaliar a capacidade do controlador em lidar com ruídos inesperados.

Usando diferentes modelos de estimativa do caminho secundário foi possível visualizar o impacto de utilizar um bom modelo de estimação para o controle, já que o mesmo algoritmo teve diferenças consideráveis de performance para duas estimativas diferentes. Assim, para garantir um bom funcionamento do sistema de controle é essencial que seja realizada uma boa estimativa desse efeito.

Os resultados mais relevantes obtidos com esse artigo foram a reimplementação do controlador em um sistema com hardware diferente, a união dos resultados de vários trabalhos (caminho secundário, construção da bancada, etc) e o ganho na faixa de convergência do controle, que foi capaz de atenuar ruídos para todas as frequências, o que não era possível com as implementações anteriores do LMS. Um resultado adicional e inesperado, os testes em amplas regiões de frequência também permitiram analisar algumas características importantes da estrutura física da bancada, como as frequências que são amplificadas e atenuadas por ela de forma natural.

Próximos passos de pesquisa na área podem incluir, novos modelos de caminho secundário, o desenvolvimento de um algoritmo automático de otimização do parâmetro temporal μ do controlador e até mesmo um algoritmo de ajuste em tempo real do mesmo, atualizando sempre que a frequência dominante do sistema variasse, assim mantendo o

controle em estado ótimo. Outra linha possível é incluir o caminho de realimentação no modelo do controlador e traçar seu impacto na eficiência do modelo.

Por fim, espera-se que pesquisas na área de controle de ruídos possam avançar de forma acelerada, trazendo métodos cada vez mais eficientes e práticos para atacar de frente e enfrentar o problema da poluição sonora, trazendo uma melhor qualidade de vida a população.

Referências

ANNASWAMY, A.; GHONIEM, A. Active control in combustion systems. *IEEE Control Systems Magazine*, v. 15, n. 6, p. 49–63, 1995. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 33.

BERGLUND, B. et al. *Guidelines for community noise*. [S.l.]: World Health Organization, 1999. This document is the outcome of the WHO-expert task force meeting held in London, United Kingdom, in April 1999. It bases on the document entitled "Community noise" that was prepared for the World Health Organization and published in 1995 by the Stockholm University and Karolinska Institute p. Citado na página 25.

BERNARDI, G. et al. Subjective and objective sound-quality evaluation of adaptive feedback cancellation algorithms. *IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, v. 26, n. 5, p. 1010–1024, 2018. Citado na página 32.

BILLOUD, G. et al. Adaptive active control of combustion instabilities. *Combustion Science and Technology*, Taylor & Francis, v. 81, n. 4-6, p. 257–283, 1992. Disponível em: <<https://doi.org/10.1080/00102209208951806>>. Citado na página 33.

BISTAFA, S. R. *Acústica Aplicada ao controle do ruído*. [S.l.]: Blucher, 2018. Citado na página 34.

CAMARGO, G. J. P. Implementação de estratégias de controle para atenuação de ruído em dutos acústicos. p. 1–74, 2019. Citado 4 vezes nas páginas 41, 51, 55 e 76.

CHEN, D. et al. A secondary path-decoupled active noise control algorithm based on deep learning. *IEEE Signal Processing Letters*, v. 29, p. 234–238, 2022. Citado na página 33.

DEB, A.; KAR, A.; CHANDRA, M. A technical review on adaptive algorithms for acoustic echo cancellation. In: *2014 International Conference on Communication and Signal Processing*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 041–045. Citado na página 32.

DELFINO, L. C. Controle ativo de ruído em dutos utilizando processadores digitais de sinal. *Universidade Federal de Uberlândia*, 2005. Citado 3 vezes nas páginas 37, 39 e 55.

DOWLING, A. P.; MAHMOUDI, Y. Combustion noise. *Proceedings of the Combustion Institute*, v. 35, n. 1, p. 65–100, 2015. ISSN 1540-7489. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1540748914004003>>. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 33.

DURAN, I. et al. Combustion noise in modern aero-engines. *Aerospace Lab Journal*, n. 07, p. 1–11, Jun 2014. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.

ELLIOTT, S.; NELSON, P. Active noise control. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 10, n. 4, p. 12–35, 1993. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.

FLEIFIL, M. et al. The origin of secondary peaks with active control of thermoacoustic instability. *Combustion Science and Technology*, Taylor & Francis, v. 133, n. 4-6, p. 227–265, 1998. Disponível em: <<https://doi.org/10.1080/00102209808952036>>. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 33.

- FRIEDLAND, B. *Control System Design: An Introduction to State-Space Methods*. [S.l.]: Dover Publications, 2005. (Dover Books on Electrical Engineering). ISBN 0486442780,9780486442785. Citado na página 46.
- FUNG, Y.-T.; YANG, V. Active control of nonlinear pressure oscillations in combustion chambers. *Journal of Propulsion and Power*, v. 8, n. 6, p. 1282–1289, 1992. Citado na página 33.
- GARCÍA, M.; PATIÑO, D.; QUINTANA, R. Dsp implementation of the fxlms algorithm for active noise control: Texas instruments tsm320c6713dsk. In: *2015 IEEE 2nd Colombian Conference on Automatic Control (CCAC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado na página 32.
- GUPTA, A.; YANDAMURI, S.; KUO, S. Active vibration control of a structure by implementing filtered-x lms algorithm. *Noise Control Engineering Journal - NOISE CONTR ENG J*, v. 54, 11 2006. Citado na página 32.
- HAYKIN, S. *Adaptive Filter Theory*. 5th, intern.. ed. [S.l.]: Pearson, 2014. ISBN 978-0-132-67145-3. Citado na página 41.
- KUO, S.; MORGAN, D. Active noise control: A tutorial review. *Proceedings of the IEEE*, v. 87, n. 6, p. 943–975, 1999. Citado 4 vezes nas páginas 39, 41, 42 e 49.
- LANG, W.; POINSOT, T.; CANDEL, S. Active control of combustion instability. *Combustion and Flame*, v. 70, n. 3, p. 281–289, 1987. ISSN 0010-2180. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/001021808790109X>>. Citado na página 33.
- LANGHORNE, P. J.; DOWLING, A. P.; HOOPER, N. Practical active control system for combustion oscillations. *Journal of Propulsion and Power*, v. 6, n. 3, p. 324–333, 1990. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 33.
- LIGHTHILL, M. J. On sound generated aerodynamically II. turbulence as a source of sound. *Proceedings of the Royal Society of London. Series A. Mathematical and Physical Sciences*, The Royal Society, v. 222, n. 1148, p. 1–32, fev. 1954. Disponível em: <<https://doi.org/10.1098/rspa.1954.0049>>. Citado na página 27.
- MANCINI, R. *Op Amps for Everyone*. [S.l.]: Texas Instruments, 2002. Citado na página 45.
- MATHWORKS. *Block LMS filter*. MathWorks, 2006. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/dsp/ref/blocklmsfilter.html>>. Citado na página 42.
- MATHWORKS. *LMS filter*. MathWorks, 2016. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/dsp/ref/lmsupdate.html#bvbj4f3>>. Citado na página 42.
- MATHWORKS. *Signal-to-noise ratio*. The MathWorks, Inc., 2022. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/signal/ref/snr.html#description>>. Citado na página 37.
- NUÑEZ, I. J. C. *O controle ativo de ruído em dutos: um estudo teórico - experimental*. Tese (Doutorado) — UFU, 2005. Citado na página 32.

- ONOGAWA, K.; HIRAI, S. The vancouver conference. In: _____. *Approach to Sustainable Transport in Japan*. [S.l.]: OECD, 1996. p. 108–108. Citado na página 25.
- OPPENHEIM, A. V. *Sinais e Sistemas*. [S.l.]: Prentice-Hall, 2010. Citado na página 35.
- PIERCE, A. *Acoustics: an introduction to its physical principles and applications*. 3. ed. [S.l.]: Springer, 2019. ISBN 9783030112134,9783030112141. Citado 3 vezes nas páginas 34, 36 e 37.
- POINSOT, T. et al. Suppression of combustion instabilities by active control. *Journal of Propulsion and Power*, v. 5, n. 1, p. 14–20, 1989. Citado na página 33.
- SANTANA, M. et al. Construção, instrumentação e identificação de um duto acústico para aplicação de controle ativo de ruído. *XXVIII Encontro da Sociedade Brasileira de Acústica*, Oct 2018. Citado 5 vezes nas páginas 51, 52, 53, 96 e 97.
- SHYU, K.-K.; HO, C.-Y.; CHANG, C.-Y. A study on using microcontroller to design active noise control systems. In: *2014 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 443–446. Citado na página 32.
- SMITH, M. J. T. *Aircraft noise*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 28.
- SMITH R. J. PETERS, S. O. B. J. *Acoustics and Noise Control*. 3. ed. [S.l.]: Routledge, 2011. ISBN 0273724681,9780273724681. Citado 4 vezes nas páginas 34, 35, 36 e 37.
- SUJATHAKUMARI, B. A. et al. Active noise cancellation using adaptive filter algorithms. *International Journal of Engineering Research and Technology*, V7, n. 02, Feb 2018. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 58.
- SUN, X.; WANG, X. *Fundamentals of aeroacoustics with applications to Aeropropulsion Systems*. [S.l.]: Academic Press, 2021. Citado 3 vezes nas páginas 27, 28 e 29.
- TANG, S.; CHENG, J. On the application of active noise control in an open end rectangular duct with and without flow. *Applied Acoustics*, v. 53, n. 1, p. 193–210, 1998. ISSN 0003-682X. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0003682X97000170>>. Citado na página 32.
- URONE, P. P.; HINRICHS, R. *Physics*. OpenStax, 2020. Disponível em: <<https://openstax.org/books/physics/pages/1-introduction>>. Citado na página 40.
- VANDERMEER, J. et al. Real-time adaptive noise and echo cancellation on a compact microcontroller. In: *2020 11th International Conference on Information, Intelligence, Systems and Applications (IISA)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–5. Citado na página 32.
- VER, I.; BERANEK, L. *Noise and vibration control engineering: Principles and applications, 2nd ed.* 2. ed. [S.l.]: Wiley, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 29.
- WANG, B.; SANIIE, J. Learning fir filter coefficients from data for speech-music separation. *2020 IEEE International Conference on Electro Information Technology (EIT)*, Jul 2020. Citado na página 44.
- WOLFRAM. *Fourier transform*. Wolfram Research Inc, 2022. Disponível em: <<https://mathworld.wolfram.com/FourierTransform.html>>. Citado na página 37.

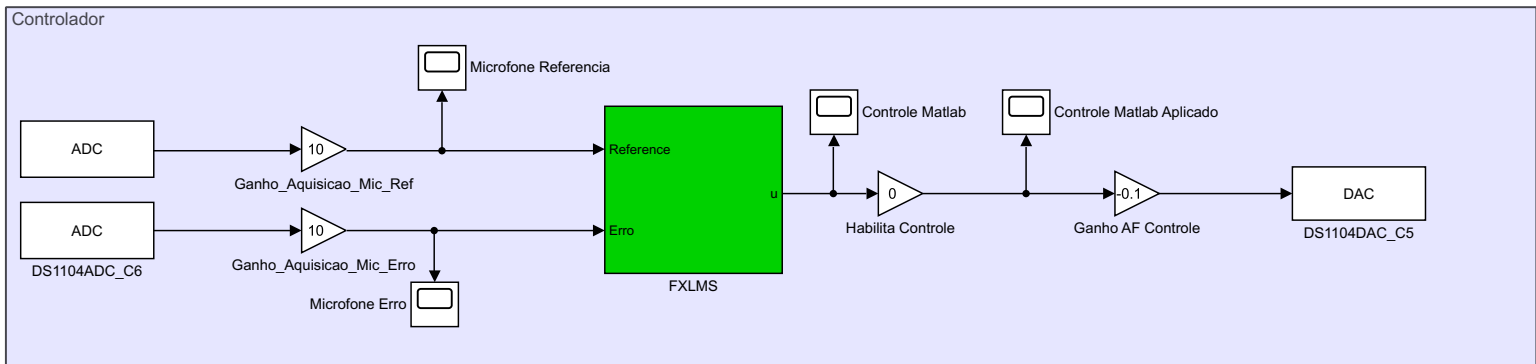
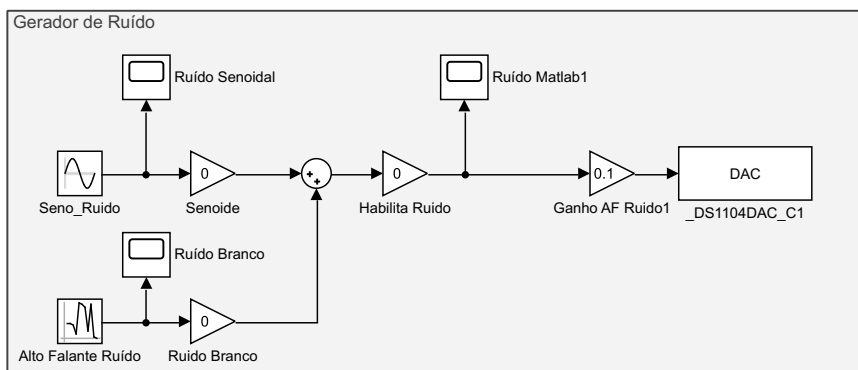
YANG, V.; SINHA, A.; FUNG, Y.-T. State-feedback control of longitudinal combustion instabilities. *Journal of Propulsion and Power*, v. 8, n. 1, p. 66–73, 1992. Citado na página 33.

ZHANG, H.; WANG, D. Deep anc: A deep learning approach to active noise control. *Neural Networks*, v. 141, p. 1–10, 2021. ISSN 0893-6080. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0893608021001258>>. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 41.

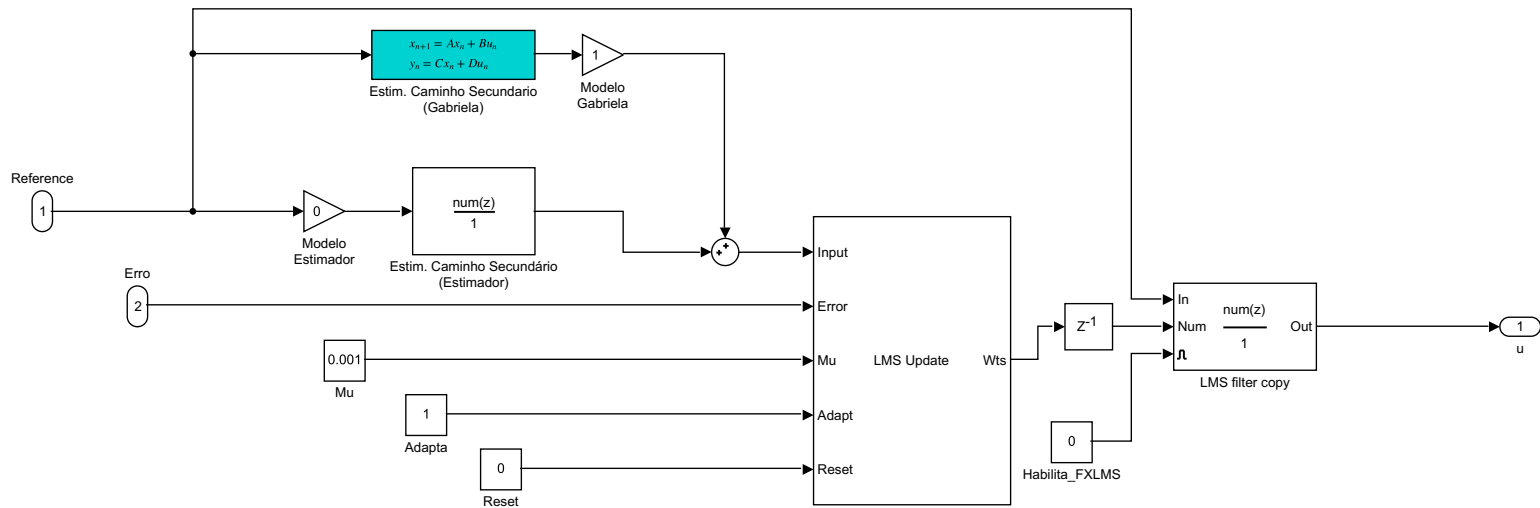
Apêndices

APÊNDICE A – Diagrama do Algoritmo de Controle

Sistema Principal

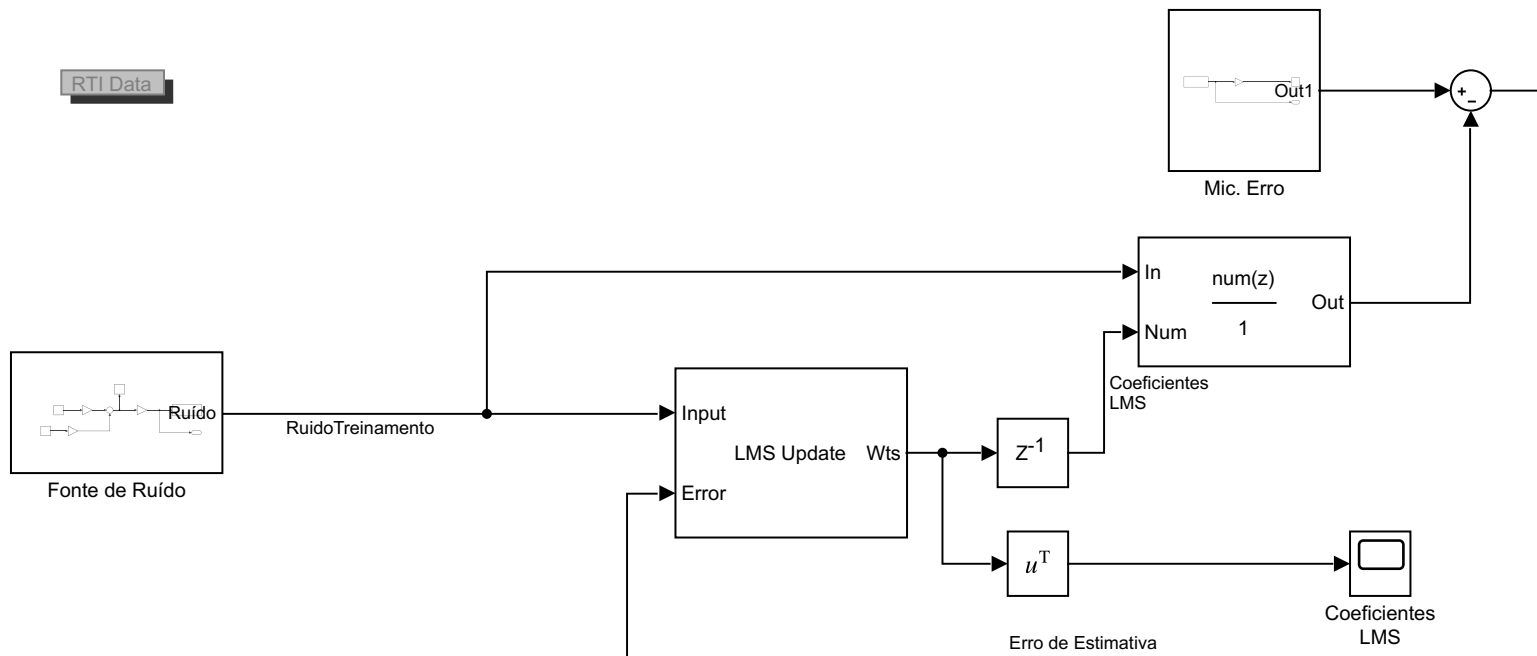


Subsistema do Controlador(FX-nLMS)

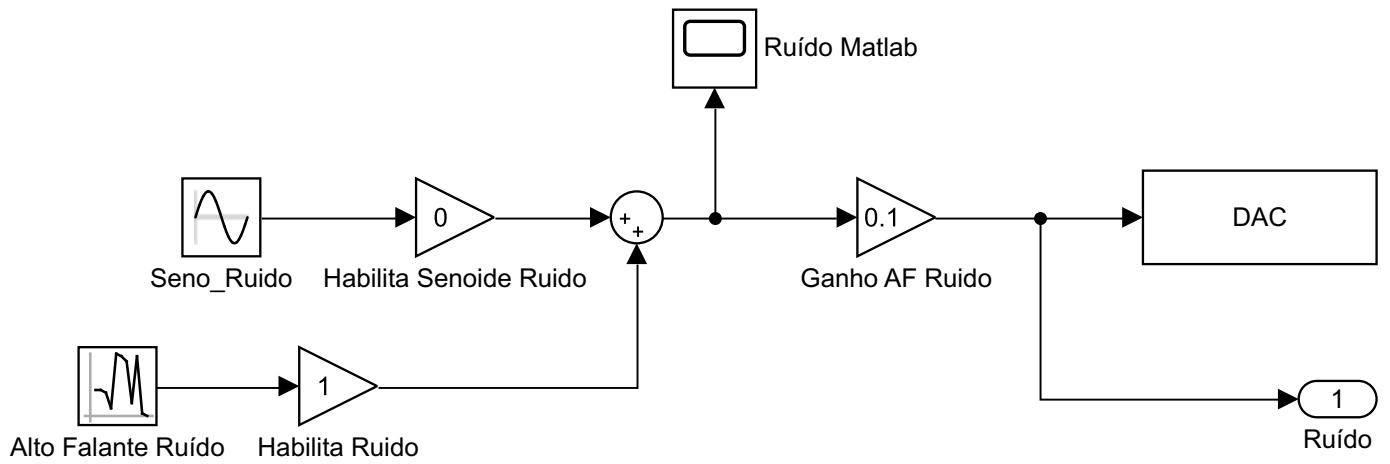


APÊNDICE B – Diagrama do Estimador de Caminho Secundário

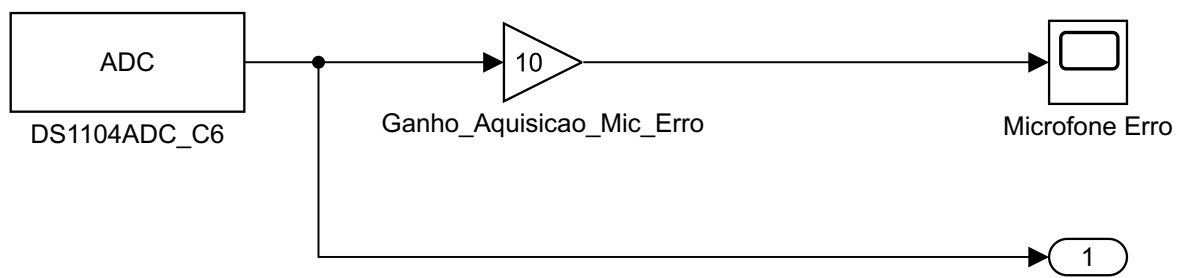
Sistema Principal



Subsistema Gerador de Ruído do Estima- dor



Subsistema de Coleta de Dados do Estimador

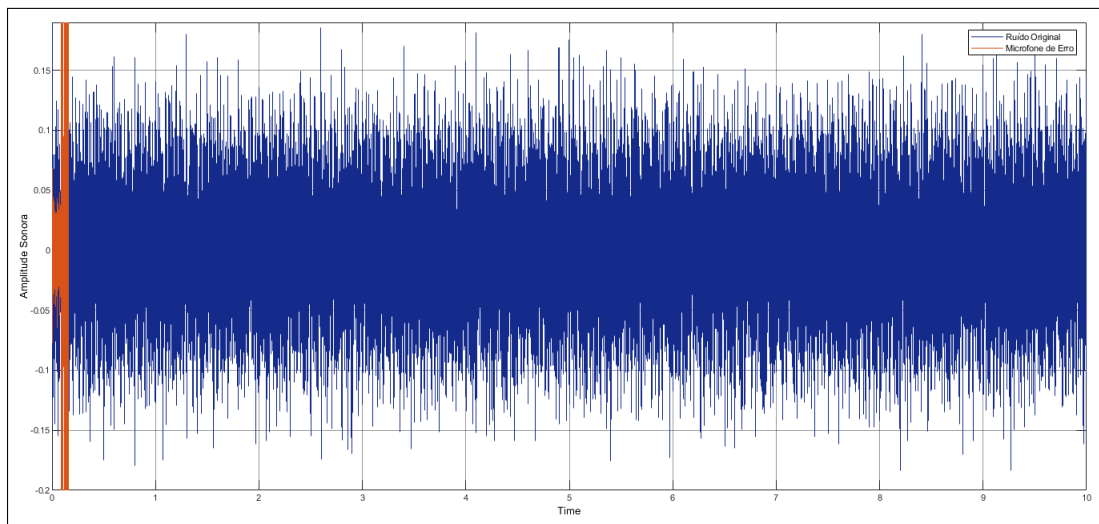


APÊNDICE C – Simulações para diferentes Ruídos

C.1 Ruído Marrom

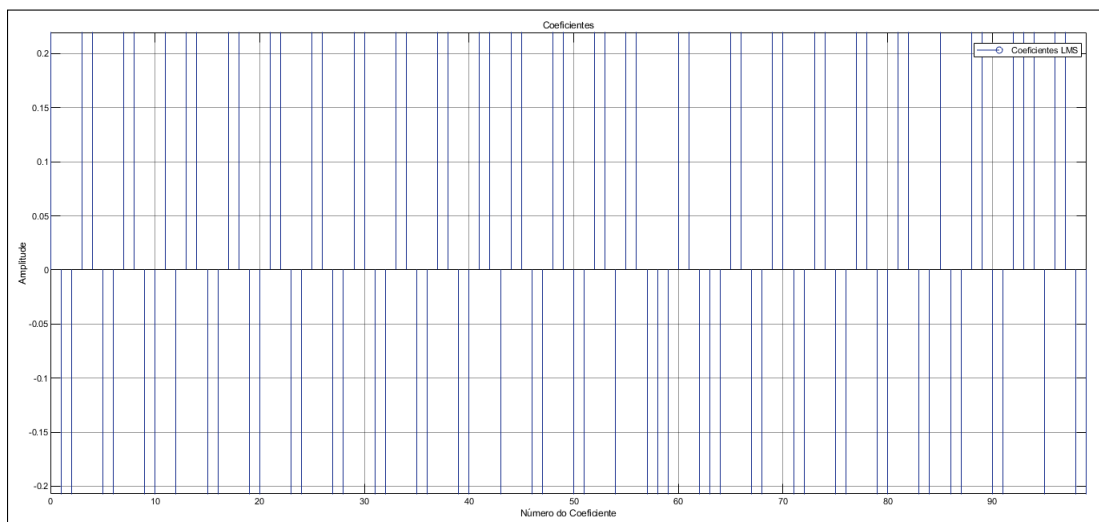
Nas figuras 54 e 55 estão os resultados da simulação para o ruído marrom, que como indicado acaba divergindo os resultados, exigindo maiores investigações.

Figura 54 – Resultados para o ruído marrom



Fonte: Autoria Própria.

Figura 55 – Coeficientes do ruído marrom



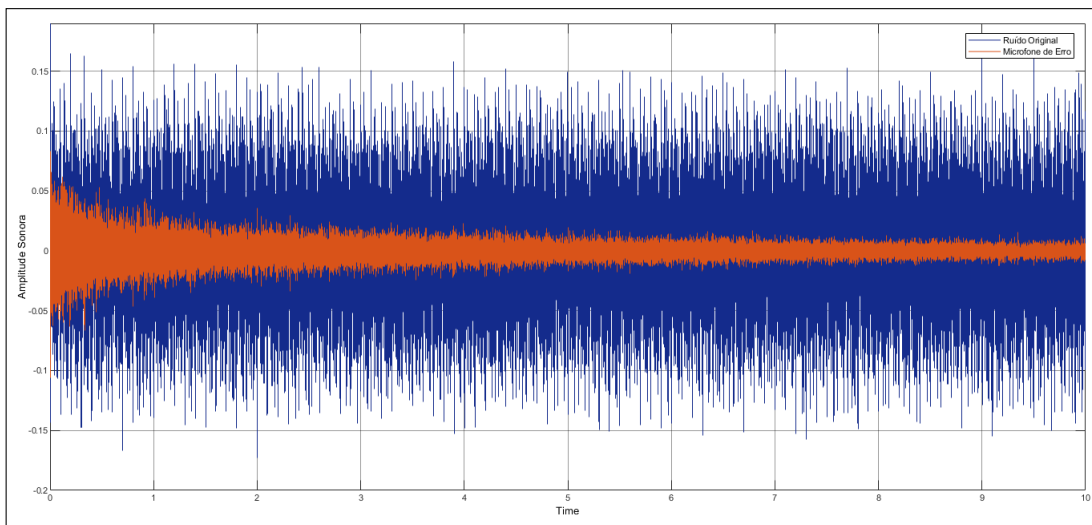
Fonte: Autoria Própria.

C.2 Outros Ruídos

De maneira geral, os ruídos azul, roxo e rosa não causam muitas diferenças na resposta do sistema, e não apresentam casos de divergência. As Figuras 56, 58 e 60 mostram os resultados das simulações para cada tipo de interferência.

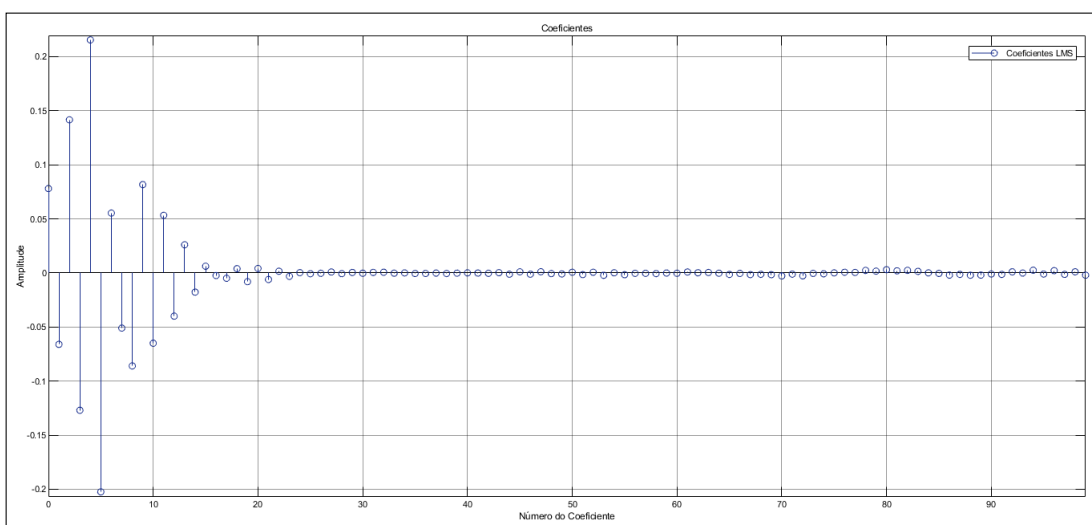
Nas Figuras 57, 59 e 61 estão expressados os coeficientes calculados para cada caso, onde é possível perceber que os ruídos podem impactar na estimativa dos coeficientes, mas não impedem o funcionamento geral do modelo.

Figura 56 – Resultados para o ruído azul



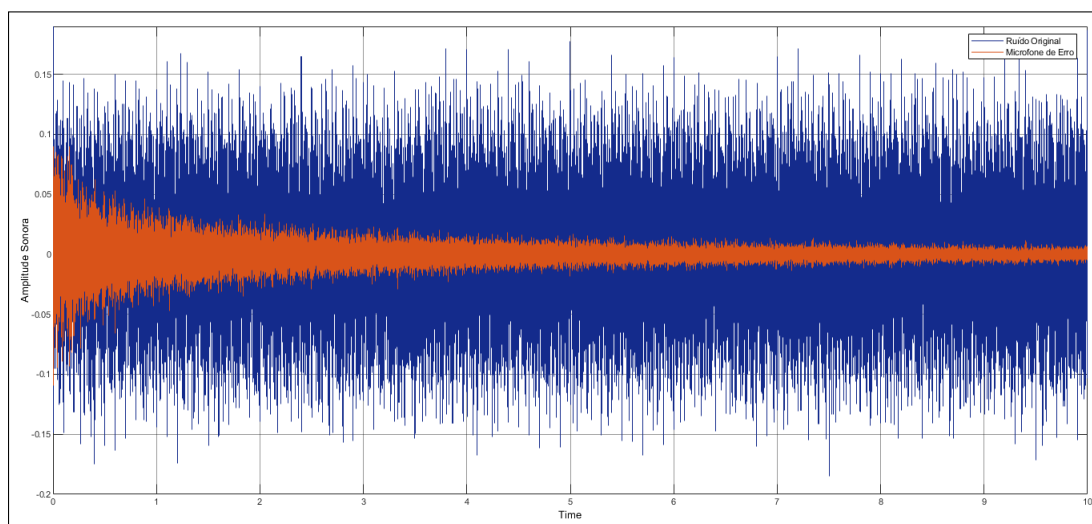
Fonte: Autoria Própria.

Figura 57 – Coeficientes do ruído azul



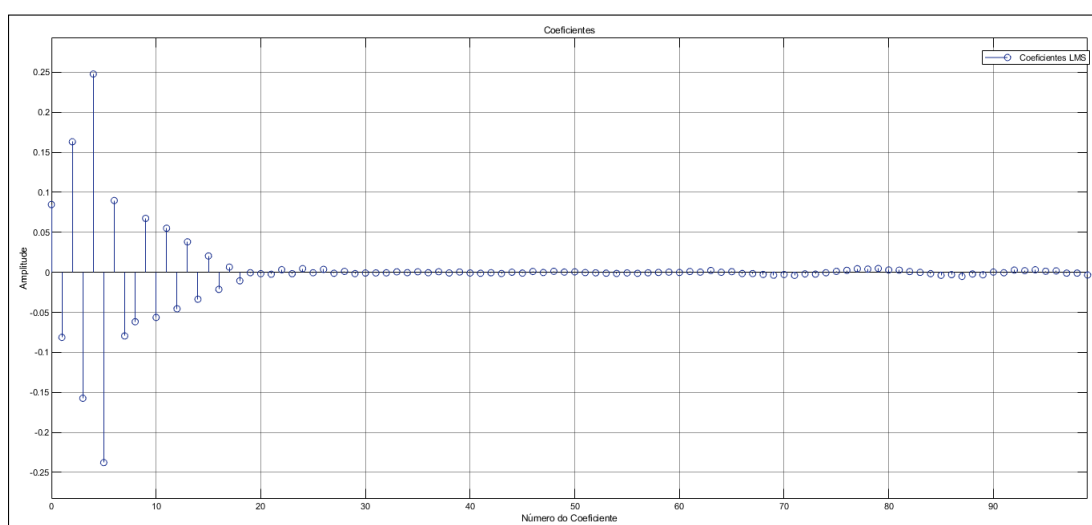
Fonte: Autoria Própria.

Figura 58 – Resultados para o ruído roxo



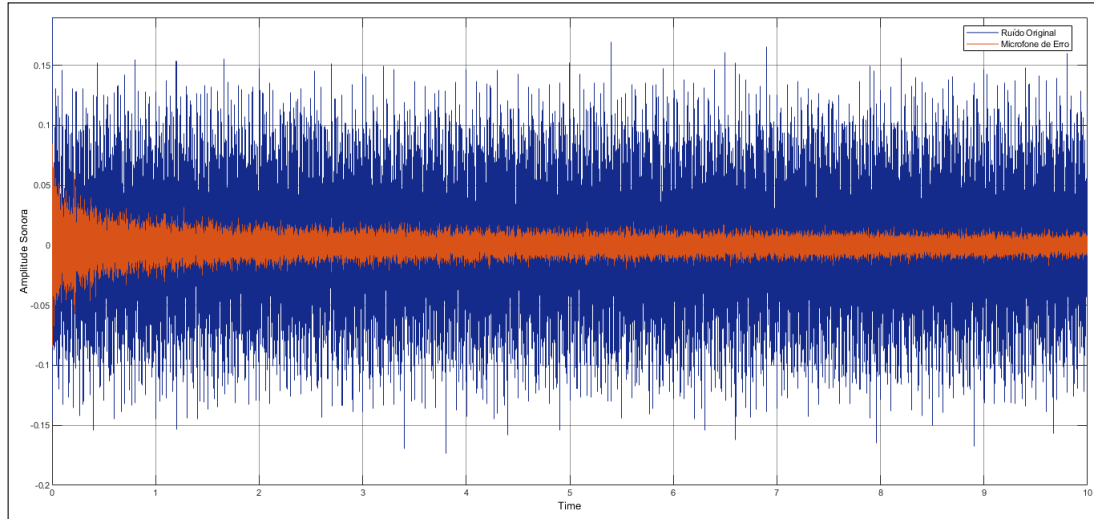
Fonte: Autoria Própria.

Figura 59 – Coeficientes do ruído roxo



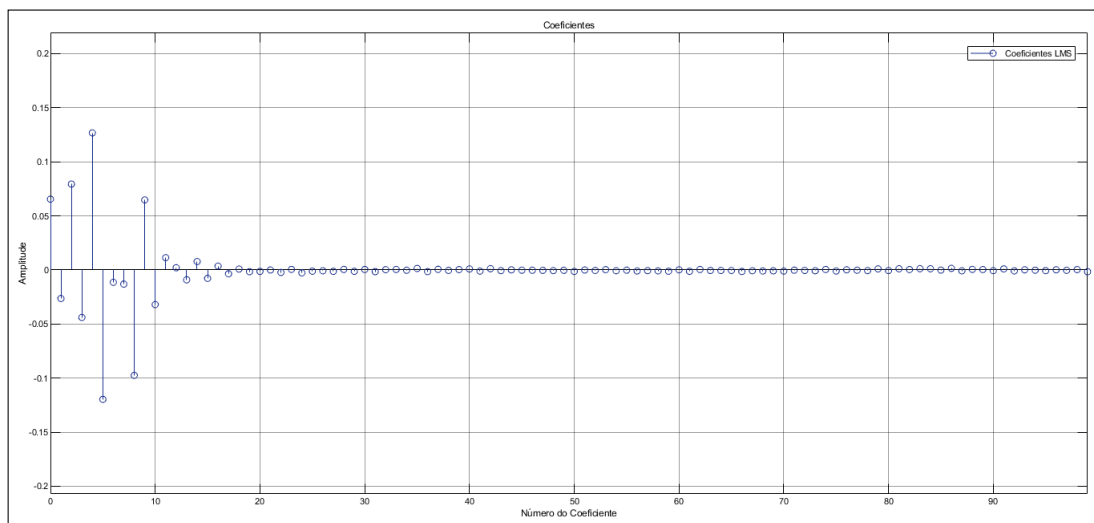
Fonte: Autoria Própria.

Figura 60 – Resultados para o ruído rosa



Fonte: Autoria Própria.

Figura 61 – Coeficientes do ruído rosa



Fonte: Autoria Própria.

Anexos

ANEXO A – Informações Adicionais da Bancada

Os acoplamentos dos alto falantes (Figura 62a) são feitos com uma capa de PVC de diâmetro interno de 150 mm, e selados com dois acoplamentos para tampa de caixa de gordura de diâmetro externo de 145 mm unidos por 2 extensões PVC com 150 mm de diâmetro externo e 70 mm de comprimento. E o alto falante de controle (A2) foi posicionado com um ângulo de 45° em relação ao eixo do duto. A Figura 62b apresenta as dimensões dos pés de suporte da bancada.

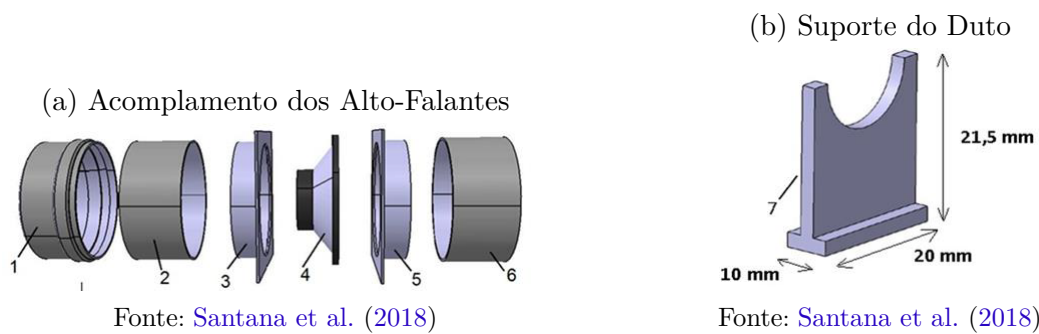
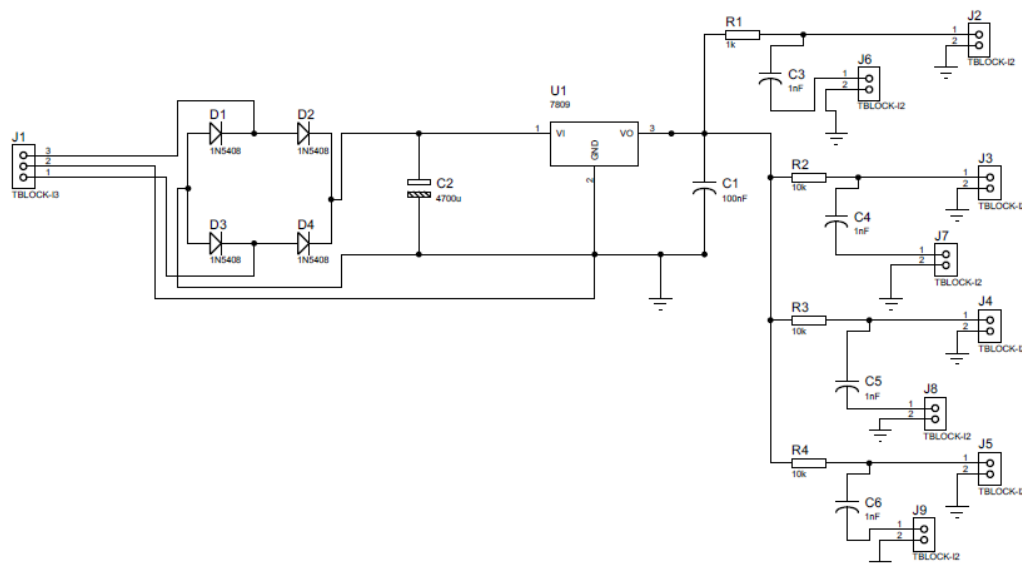


Figura 62 – Detalhes da Bancada

A Figura 63 mostra o circuito projetado para alimentação dos microfones de eletreto.

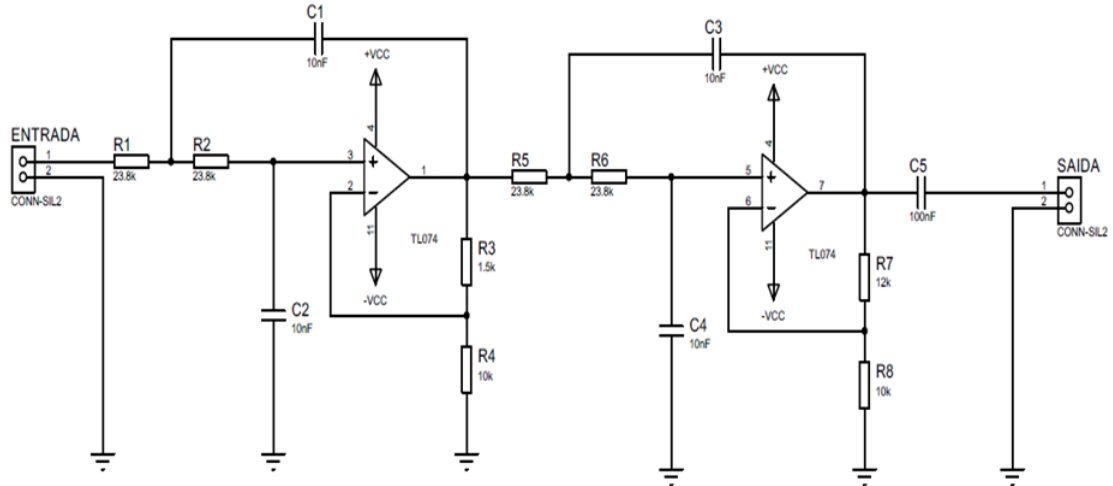
Figura 63 – Circuito de Alimentação dos Microfones



Fonte: Santana et al. (2018)

A Figura 64 mostra o projeto do circuito eletrônico do Filtro Passa-Baixa Butterworth com topologia Sallen-Key de 4ª ordem utilizado na bancada.

Figura 64 – Circuito do Filtro Passa-Baixa



Fonte: Santana et al. (2018)

ANEXO B – Matrizes da Formulação em Espaço de Estados

B.1 Matriz de Estados (A)

A matriz de estados escrita em sua forma canônica controlável tem dimensão 40x40, com os coeficientes de cada polo representados na última linha. A tabela 11 apresenta os coeficientes canônicos da matriz A.

Tabela 11 – Coeficientes Canônicos da Matriz de Estados

Coeficientes da Linha Final da Matriz de Estados (A)

Coef	Valor	Coef	Valor
1	-0.06	21	-710150.35
2	0.58	22	765547.11
3	-3.00	23	-783520.06
4	11.24	24	761357.31
5	-35.65	25	-702029.57
6	106.07	26	613585.41
7	-309.16	27	-507471.71
8	873.73	28	396228.55
9	-2325.35	29	-291162.72
10	5708.22	30	200570.59
11	-12824.05	31	-128877.26
12	26379.90	32	76760.91
13	-49898.86	33	-42045.12
14	87265.58	34	20965.02
15	-141869.37	35	-9391.31
16	215458.83	36	3712.64
17	-306982.30	37	-1263.48
18	411789.09	38	356.78
19	-521549.74	39	-78.78
20	625099.17	40	12.18

Fonte: LabNVH

B.2 Matriz de Entradas (B)

A matriz de entradas B tem dimensão 40x1 e seus coeficientes estão apresentados na tabela 12 abaixo.

Tabela 12 – Coeficientes da Matriz de Entradas

Coeficientes da Matriz de Entradas (B)			
Coef	Valor	Coef	Valor
1	-0.0011	21	0.2627
2	0.0003	22	0.0330
3	-0.0004	23	-0.0294
4	-0.0007	24	-0.0126
5	0.0014	25	-0.0520
6	0.0009	26	-0.1306
7	-0.0021	27	-0.1499
8	-0.0009	28	-0.0864
9	0.0019	29	-0.0087
10	-0.0003	30	0.0402
11	-0.0004	31	0.0712
12	-0.0000	32	0.0812
13	0.0513	33	0.0373
14	0.1593	34	-0.0662
15	0.0944	35	-0.1371
16	-0.2543	36	-0.0519
17	-0.4937	37	0.1391
18	-0.2439	38	0.2116
19	0.2431	39	0.0620
20	0.4425	40	-0.1293

Fonte: LabNVH

B.3 Matriz de Saídas (C) e de Alimentação Direta(D)

A matriz de saídas do sistema é um vetor de tamanho 1x40 com fator nulo em todas as posições exceto a primeira. Logo:

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots] \quad (\text{B.1})$$

Como não foram considerados efeitos de "*feedthrough*", não há matriz de Alimentação Direta, dessa forma:

$$D = 0 \quad (\text{B.2})$$