

JOÃO GABRIEL OLIVEIRA DE MIRANDA

**Controle ativo de ruído em venezianas acústicas:
Um estudo teórico - experimental**



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
Uberlândia, 23 de Fevereiro de 2018**

JOÃO GABRIEL OLIVEIRA DE MIRANDA

**Controle ativo de ruído em venezianas acústicas:
Um estudo teórico - experimental**

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

Área de concentração: Mecânica dos sólidos e Vibrações.

Orientador: Dr. Marcus Antônio Viana Duarte

Co-Orientador: Dr. Israel Jorge Cárdenas Nuñez

**UBERLÂNDIA - MG
23 de Fevereiro de 2018**

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

M672c Miranda, João Gabriel Oliveira de, 1985-
2018 Controle ativo de ruído em venezianas acústicas: um estudo teórico -
experimental / João Gabriel Oliveira de Miranda. - 2018.
194 f. : il.

Orientador: Marcus Antônio Viana Duarte.
Coorientador: Israel Jorge Cárdenas Nuñez.
Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica.
Disponível em: <http://dx.doi.org/10.14393/ufu.te.2018.777>
Inclui bibliografia.

1. Engenharia mecânica - Teses. 2. Esquadria - Controle de ruído -
Teses. I. Duarte, Marcus Antônio Viana. II. Cárdenas Nuñez, Israel
Jorge, 1975- III. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Mecânica. IV. Título.

CDU: 621

Maria Salete de Freitas Pinheiro – CRB6/1262



ALUNO: João Gabriel Oliveira de Miranda

NÚMERO DE MATRÍCULA: 11313EMC016

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Mecânica dos Sólidos e Vibrações

LINHA DE PESQUISA: Dinâmica de Sistemas Mecânicos

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA: NÍVEL DOUTORADO

TÍTULO DA TESE:

***“Controle Ativo de Ruído em Venezianas Acústicas:
um Estudo Teórico - Experimental”***

ORIENTADOR: Prof. Dr. Marcus Antonio Viana Duarte

CO-ORIENTADOR: Prof. Dr. Israel Jorge Cárdenas Nuñez

A Tese foi **APROVADA** em reunião pública, realizada na Sala de Reuniões da FEMEC - Bloco 1M, Campus Santa Mônica, em 23 de fevereiro de 2018, às 14:00 horas, com a seguinte Banca Examinadora:

NOME	ASSINATURA
Prof. Dr. Marcus Antonio Viana Duarte	UFU
Prof. Dr. Israel Jorge Cárdenas Nuñez	UFTM
Prof. Dr. Elias Bitencourt Teodoro	UFU
Prof. Dr. Leonardo Sanches	UFU
Prof. Dr. Gustavo Luiz C. Manhães de Abreu	UNESP/IS
Prof. Dr. Key Fonseca de Lima	PUCPR

Uberlândia, 23 de fevereiro de 2018

Em memória de meus entes queridos que já se foram...

Agradecimentos

A Deus, pois sem ele não teria forças para executar tal tarefa.

A minha querida esposa Renata Algarte de Miranda, que me deu suporte necessário para continuar e finalizar esta empreitada e ao meu cãozinho Sparky José por me dar tanta alegria.

Aos meus familiares, em especial meu pai Ricardo Fortes de Miranda e irmão Rafael Augusto de Miranda que me deram suporte e apoio em minhas decisões e sempre estiveram ao meu lado durante toda esta empreitada desde 2011.

Aos queridos colegas e amigos do laboratório LAV que sempre me apoiaram e ajudaram de todas as formas possíveis para que a realização deste trabalho fosse concretizada. Em especial aos colegas Prof. Msc. Pedro Nishida (vulgo: Japa), Prof. Dr. Marlipe Garcia (vulgo: Marlipegson) e Prof. Msc. Paulo Flabes, Prof. Msc. Fernanda Vanzo, Msc. Geisa e Msc. Deborah. E não poderia me esquecer do Prof. Dr. Marco Aurélio Badan que me ajudou a escolher um novo caminho a ser trilhado, dos microfones virtuais e também ao Prof. Dr. Ricardo Oliveira (Vulgo: Alemão) e ao Prof. Dr. Vinícius Abrão (Vulgo: Coroas) que sempre quando podem ajudam bastante. Obrigado ao aluno de IC Luís Fratari (Vulgo: Caxumba), pelas artes em sua destreza na eletrônica, pois sem ele esta tese estaria na geladeira por muitos anos ainda...

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

A meu querido orientador Prof. Dr. Marcus Antônio Viana Duarte que sempre acreditou em meu trabalho e me deu todo suporte necessário para realização do mesmo. Principalmente nos momentos finais desta empreitada.

A meu Co-Orientador Prof. Dr. Israel Jorge Cárdenas Nuñez que me deu suporte e me iluminou em muitas dúvidas relacionadas a Controle, e a partir dele toda essência e estrutura do trabalho foi elaborada.

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

Ao Prof. Dr. Elias Bitencourt Teodoro, que além de nosso coordenador, nos ajudou a adquirir de novos computadores ao laboratório e melhorias na infraestrutura.

À todos os professores do Programa de Pós-Graduação da Engenharia Mecânica com quem tive contato. Em especial aos professores Dr. Valder Steffen Jr. e Dr. Francisco Paulo Léporo Neto cederem equipamentos sempre que necessário em inacabáveis experimentos.

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

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

Resumo

O desenvolvimento tecnológico do controle ativo de ruído está avançando mais uma etapa. Esta tese tem-se por objetivo a utilização de sistemas de controle ativo de ruído em venezianas acústicas também conhecidas por esquadrias acústicas ventiladas podem ser viáveis financeiramente e de fácil acesso. Esta tese apresenta o desenvolvimento simulado e experimental de uma veneziana acústica com a implementação híbrida entre o sistema de controle ativo de ruído (controle ativo, baixas frequências) e espumas acústicas (controle passivo, altas frequências), utilizando como controlador a plataforma *Arduino Due*®. Controle Ativo de Ruído (CAR) em dutos é um estudo no qual o Laboratório de Acústica e Vibrações da Universidade Federal de Uberlândia vem trabalhando já a alguns anos, e sabe-se de que quando são aplicados a uma grande faixa de frequência, o sistema não atinge o controle de forma satisfatória. Esta tese foi desenvolvida para redução de custos e também entender o significado do porque algumas frequências não atingem um nível satisfatório de controle. Através de uma bancada experimental de sistema CAR utilizando uma veneziana acústica e um gerador de sinais, foi possível obter a FRF (Função Resposta em Frequência) e a partir desta, analisar e verificar quais frequências estavam atuando nas regiões de anti-ressonância (resultando um controle ruim) e quais estavam atuando nas regiões de ressonância ou neutras (resultando um controle bom). O trabalho foi dividido em quatro etapas experimentais, nestas etapas foram alterados o caminho secundário do sistema de controle para e refinamento dos resultados. Estes estudos possibilitaram avaliar o posicionamento dos atuadores e atingir um maior número de frequências discretas controladas de maneira satisfatória em um único projeto de CAR. Esta tese concluiu que o sistema CAR utilizando *Arduino Due*® obteve respostas significativas atingindo até 30dB de atenuação em bancada experimental.

Palavras chave: Controle Ativo de Ruído (CAR), Veneziana Acústica, Duto Acústico, *Arduino Due*.

Abstract

The technological development of active noise control is advancing another step. This thesis comes to determine that the use of active noise control systems in acoustic vents also known for ventilated acoustic frames can be financially feasible and easily accessible. This thesis presents the simulated and experimental development of an acoustic vent with the hybrid implementation between active noise control system (active control, low frequencies) and acoustic foams (passive control, high frequencies) using the Arduino Due® as acquisition board for the controller. Active Noise Control (ANC) in ducts is a study in which the Laboratory of Acoustics and Vibrations of the Federal University of Uberlândia has been working for several years, and it is known that when applied to a wide frequency range, the system does not reach control satisfactorily. This thesis was developed aiming to reduce costs and also to understand the meaning of why some frequencies do not reach a satisfactory level of control. Through an experimental system of the ANC system using an acoustic vent and a signal generator, it was possible to obtain the FRF (Frequency Response Function) and from this analyze and verify which frequencies were acting in the anti-resonance regions (resulting a bad control) and which were acting in the resonant regions (resulting a good control). These evaluations made it possible to optimize the positioning of the actuators and achieve a greater number of discrete frequencies controlled satisfactorily in a single ANC project. This thesis concluded that the ANC system using Arduino Due® obtained significant responses reaching up to 30dB of attenuation in experimental bench.

Keywords: Active Noise Control (ANC), Acoustic Vents, Acoustic Ducts, Arduino Due.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Gráfico 1.1: Distribuição dos estudos segundo efeitos não auditivos de ruído rodoviário, ferroviário e aéreo.	2
Figura 1.2: Exemplo de estrutura de uma torre de resfriamento.....	3
Figura 1.3: Seis Torres localizados no telhado do prédio de um Shopping em Belo Horizonte.....	3
Figura 1.4: Controle Passivo de Ruído Implementado, passagem de ar obstruída.	4
Figura 1.5: Interferência destrutiva de ondas de mesma frequência.....	5
Figura 1.6: Bancada experimental utilizando dSPACE®.	7
Figura 1.7: Demonstrativo gráfico da perda de carga de um atenuador de ruído passivo.....	7
Figura 1.8: Simulação mostrando ondas acústicas planas na secção particionada....	8
Figura 1.9: Pastilhas piezoelétricas (PZT) posicionadas na placa particionadora.....	9
Figura 1.10: Posicionamento dos microfones no duto acústico experimental.....	9
Figura 1.11: Atenuação acústica de veneziana passiva e ativa em 100 Hz.	10
Figura 1.12: Atuador Piezzo-buzzer colado em membrana de nylon	11
Figura 2.1: Grupo Gerador silenciado por veneziana acústica.	15
Figura 2.2: Peitoril ventilado.....	16
Figura 2.3: Ressonadores múltiplos Silence Air®.	17
Figura 2.4: Cobogós Acústicos.	17
Figura 2.5: Venezianas Acústicas Passivas Simples e Dupla.	18
Figura 2.6: Esquema do conceito de veneziana acústica ativa.	19
Figura 2.7: Diagrama do sistema de controle.	20
Figura 2.8: Configuração experimental para o CAR.	21
Figura 2.9: Montagem experimental da veneziana acústica.....	22
Figura 2.10: Câmara semi-anecôica com veneziana acústica instalada.....	22

Figura 2.11: Arduino Due® Pinagem.	24
Figura 2.12: Aparato experimental da placa <i>Arduino Due</i> ® com shield de proteção 3.3 V.....	25
Figura 3.1: Controle Ativo de Ruído em malha aberta de banda larga.	28
Figura 3.2: Diagrama de blocos para um CAR malha aberta de banda larga.....	29
Figura 3.3: Diagrama de blocos do CAR incluindo Função transferência $S(z)$	31
Figura 3.4: Diagrama de blocos do algoritmo FXLMS para CAR.....	33
Figura 3.5: Esquema do filtro FIR em diagrama de blocos.....	34
Gráfico 3.6: Gradiente descendente.	35
Figura 3.7: Diagrama de blocos de um CAR com realimentação Acústica.	38
Figura 3.8: Controlador Ativo de Ruído utilizando algoritmo FBFXLMS.	39
Figura 3.9: Diagrama de blocos do Controlador Ativo de Ruído IIR.	42
Figura 3.10: Estrutura do Filtro Digital Tipo IIR.	43
Figura 3.11: Controle ativo de ruído em malha aberta de banda estreita.	45
Figura 3.12: Diagrama de blocos para um CAR malha aberta de banda estreita.	46
Figura 3.13: Estimativa <i>off-line</i> do caminho secundário.	47
Figura 4.1: Desenho desenvolvido no SolidWorks®, mostrando a caixa e suas espumas acústicas internas.	49
Figura 4.2: Espessura de 75 mm e cunhas de 125 mm da espuma acústica utilizada.....	50
Figura 4.3: Curva de coeficiente de absorção do material utilizado para revestimento da caixa.....	50
Figura 4.4: Caixa com malha tetraédrica e refinamento nas áreas de interesse.	51

Figura 4.5: Falante atuador centralizado no corpo da veneziana acústica.	51
Figura 4.6: Falante atuador colocado a esquerda superior do corpo da veneziana acústica.	52
Figura 4.7: Veneziana acústica centralizada, mostra o direcionamento da onda no duto retangular.	54
Gráfico 4.8: Função resposta em frequência do sistema veneziana acústica centralizada.	55
Gráfico 4.9: Áreas em destaque da função resposta em frequência.	55
Figura 4.10: Comportamento da onda acústica em 305 Hz, falante atuador centralizado, vista frontal.	56
Figura 4.11: Comportamento da onda acústica em 305 Hz, falante atuador centralizado, vista lateral.	57
Figura 4.12: Zoom na veneziana acústica, mostrando posicionamento do microfone de erro.	57
Figura 4.13: Comportamento da onda acústica em 427 Hz, atuador centralizado, vista frontal.	58
Figura 4.14: Comportamento da onda acústica em 427 Hz, atuador centralizado, vista lateral.	59
Figura 4.15: Ampliação visual, mostra onde se encontra o posicionamento do microfone de erro.	59
Gráfico 4.16: FRF comparativa entre Atuador centralizado e atuador deslocado para esquerda.	61
Gráfico 4.17: FRF mostrando a comparação dos posicionamentos do atuador do sistema CAR.	62
Figura 4.18: Comportamento da onda acústica em 427 Hz, vista frontal.	62
Figura 4.19: Comportamento da onda acústica em 427 Hz, atuador deslocado para esquerda superior, vista lateral.	63
Figura 4.20: Mostra onde se encontra o posicionamento do microfone de erro.	63

Figura 5.1:	Veneziana Acústica construído no LAV.....	66
Figura 5.2:	Dimensões da sala com veneziana acústica experimental, A vista frontal, B Vista Lateral Esquerda (dimensões dadas em milímetros).....	66
Figura 5.3:	Microfones Bruel & Kjaer de ¼” modelo 4956.	67
Figura 5.4:	Microfone PCB 426E01 ICP ½”.....	67
Figura 5.5:	Condicionador de sinais PCB modelo 482A20, entrada dos microfones saída para Arduino Due®.....	68
Figura 5.6:	<i>Arduino Due</i> ® com suas entradas e saídas devidamente posicionadas para aplicação do controle ativo de ruído.	68
Figura 5.7:	Placa de aquisição National Instruments® NI 9162 / NI cRIO-9233	69
Figura 5.8:	Aparato de funcionamento adequado do Arduino Due®, e seu diagrama de ligação.....	69
Figura 5.9:	Alto-Falantes utilizados no sistema CAR, fonte geradora (Y) e Controlador (Z).....	70
Figura 5.10:	Montagem padrão para os alto-falantes na veneziana acústica.	71
Figura 5.11:	Borrachão montado em todas aberturas da caixa.	71
Figura 5.12:	Gerador de sinais Stanford Research Systems DS360.	72
Figura 5.13:	Amplificador de fabricação própria com filtro em 1200 Hz alimentação -12 V +12 V.	72
Figura 5.14:	Fonte alimentadora do amplificador de fabricação própria com filtro de tensão -12 V +12 V.....	73
Figura 5.15:	Osciloscópio Tectronix® TDS 2012C®.....	73
Figura 5.16:	Caixa semi-aneecôica tratada acusticamente com espuma Sonex 75/124. A - Vista Isométrica com tampo aberto mostrando a parte interna da caixa. B - Vista frontal demonstrando tampo fechado pronto para experimento.	74
Figura 5.17:	Posicionamento do Microfone B na caixa e, mostrando revestimento de espumas acústicas Sonex®.	74

Figura 5.18: Posicionamento do Microfone A e Microfone B na caixa e, mostrando também a abertura interna da veneziana acústica.	75
Figura 5.19: Esquema de montagem da bancada experimental da veneziana acústica.	75
Gráfico 5.20: Comparação das FRF's entre os Alto falantes Z (Laranja) e Y(Azul) utilizando os falantes de 2".....	76
Figura 5.21: Modulo de resultante do ARX com suas diferentes formulações de $(Na, Nb \text{ e } q)$	78
Figura 5.22: Modulo de resultante do ARX com suas diferentes formulações de $(Na, Nb \text{ e } q)$. Banda estreita 200 á 400 Hz.	79
Figura 5.23: Modulo de resultante do ARX com suas diferentes formulações de $(Na, Nb \text{ e } q)$. Banda estreita 0 á 800 Hz.	80
Gráfico 5.24: Compêndio dos gráficos representando funcionamento do sistema CAR C.S de 0 a 800 Hz.....	86
Gráfico 5.25: Compêndio dos gráficos representando funcionamento do sistema CAR C.S de 200 a 400 Hz.....	92
Gráfico 5.26: Atuador (Z) em novo posicionamento, esquerda posterior.....	95
Gráfico 5.27: Atenuação do sinal em 21,65 dB após ligação do sistema CAR, atuador (z) em novo posicionamento, esquerda superior	96
Gráfico 5.28: Curva de atenuação de acordo com a frequência.	97

LISTA DE TABELAS E QUADROS

Tabela 4.1: Fluid30 (Presente e Ausente – AR).....	53
Tabela 4.2: Fluid30 (Presente e Ausente – AR).....	60
Tabela 5.1: Modelo de apresentação das tabelas com os resultados do CAR.....	81
Tabela 5.2: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 150 Hz.....	82
Tabela 5.3: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 200 Hz.....	83
Tabela 5.4: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 250 Hz.....	83
Tabela 5.5: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 300 Hz.....	83
Tabela 5.6: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 350 Hz.....	83
Tabela 5.7: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 400 Hz.....	83
Tabela 5.8: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 450 Hz.....	84
Tabela 5.9: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 500 Hz.....	84
Tabela 5.10: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 550 Hz.....	84
Tabela 5.11: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 600 Hz.....	84
Tabela 5.12: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 650 Hz.....	84
Tabela 5.13: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 700 Hz.....	85
Tabela 5.14: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 750 Hz.....	85
Tabela 5.15: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 800 Hz.....	85
Tabela 5.16: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 900 Hz.....	85
Tabela 5.17: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 1000 Hz.....	85
Tabela 5.18: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 150 Hz.....	89

Tabela 5.19: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 200 Hz.....	89
Tabela 5.20: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 150 Hz.....	89
Tabela 5.21: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 300 Hz.....	89
Tabela 5.22: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 350 Hz.....	89
Tabela 5.23: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 400 Hz.....	90
Tabela 5.24: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 450 Hz.....	90
Tabela 5.25: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 500 Hz.....	90
Tabela 5.26: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 550 Hz.....	90
Tabela 5.27: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 600 Hz.....	90
Tabela 5.28: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 650 Hz.....	91
Tabela 5.29: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 700 Hz.....	91
Tabela 5.30: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 750 Hz.....	91
Tabela 5.31: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 800 Hz.....	91
Tabela 5.32: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 900 Hz.....	91
Tabela 5.33: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 1000 Hz.....	92
Tabela 5.34: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 427 Hz (Atuador em posicionamento novo)	95

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> (Conversor Analógicos-Digital)
ANC	<i>Active Noise Control</i> (Controle Ativo de Ruído)
ARX	<i>Auto-Regressive Exogenous Model</i> (Modelo Auto-Regressivo com Entradas Exógenas)
ASAC	<i>Active Structural Acoustic Control</i> (Controle Ativo Acústico Estrutural)
BNC	<i>Bayonet Neill Concelman</i> (Baioneta de Paul Neill e Carl Concelman, inventores deste conector)
CAD	<i>Computer Aided Desing</i> (Desenho auxiliado por computador)
CAR	Controle Ativo de Ruído
CEPEL	Centro de Pesquisa de Energia Elétrica
CFRP	<i>Carbon Fibre Reinforced Plastic</i> (Plástico Reforçado de Fibra de Carbono)
CPU	<i>Central Processing Unit</i> (Unidade Central de Processamento)
DAC	<i>Digital Analog Converter</i> (Conversor Digital Analógico)
DSP	<i>Digital Signal Processing</i> (Processamento Digital de Sinais)
EPI	Equipamento de Proteção Individual
ERA	<i>Eigensystem Realization Algorithm</i> (Algoritmo de Realização de Sistemas)
FB	<i>FeedBack</i> (Realimentação)
FBXLMS	<i>Feedback-X LMS</i> (Filtro Compensador de Realimentação Acústica)
FEM	<i>Finite Elements Method</i> (Método de Elementos Finitos)
FEMEC	Faculdade de Engenharia Mecânica
FF	<i>Feedforward</i> (Alimentação Contínua)
FIR	<i>Finite Impulse Response</i> (Resposta Finita ao Impulso)
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier)
FRF	<i>Frequency Response Function</i> (Função Resposta em Frequência)
FXLMS	<i>Filtered Least Mean Squared</i> (Filtro da Média dos Mínimos Quadrados)
GDL	Graus de Liberdade
GND	<i>Ground</i> (Terra)
IDE	<i>Integrated Development Environment</i> (Ambiente de desenvolvimento integrado)

IIR	<i>Infinite Impulse Response</i> (Resposta Infinita ao Impulso)
LAV	Laboratório de Acústica e Vibrações
LMS	<i>Least Mean Square</i> (Média do Mínimo Quadrático)
LPS	<i>Linear Parameter Varying</i> (Variando Parâmetro Linear)
LTI	<i>Linear Time Invariant</i> (Invariante de Tempo Linear)
LQFP	<i>Low Profile Quad Flat Pack</i> (Encapsulamento Quadrado de Perfil Baixo)
MDF	<i>Medium Density Fiberboard</i> (Fibra de madeira de densidade média)
MEF	Métodos de Elementos Finitos
N/A	Não Aplicável
NIS	Nível de Intensidade Sonora.
NPS	Nível de Potência Sonora
PAIR	Perda Auditiva Induzida por Ruído
PVC	<i>Polyvinyl chloride</i> (Policloreto de Vinila)
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso)
PZT	Titanato Zirconato de Chumbo (abreviação à sua fórmula $\text{Pb}[\text{Zr}_x \text{Ti}_{1-x}]\text{O}_3$)
RPM	Rotações Por Minuto
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Raiz do valor Médio Quadrático)
SRAM	<i>Static Random Access Memory</i> (Memória Estática de Acesso Aleatório)
UFU	Universidade Federal de Uberlândia
USB	<i>Universal Serial Bus</i> (Barramento Serial Universal)

LISTA DE SÍMBOLOS

A_a	Alto falante de perturbação
A_c	Alto falante de controle
\vec{a}	Vetor aceleração
A/D	Analógico digital
c	Velocidade de propagação da onda acústica
C_{dx}	Magnitude da função de coerência
d	Ruído de saída da planta P
D	Densidade de energia
dB	Decibel
dB_i	Decibel inicial
dB_f	Decibel final
D/A	Digital analógico
e	Erro
$E(z)$	Transformada – z discreta do sinal do erro.
f	Frequência
$F(z)$	Função de transferência discreta de realimentação acústica
$G_a(z)$	Função de transferência discreta do alto falante
$G_m(z)$	Função de transferência discreta do microfone
$G_d(z)$	Função de transferência discreta entre o microfone de referência e o alto-falante
$G(z)$	Função de transferência discreta para simulação do duto acústico.
$G_{ea}(z)$	Função de transferência entre o alto falante de ruído e o microfone de erro
$G_{xa}(z)$	Função de transferência entre o alto falante de ruído e o microfone de referência
$G_{ce}(z)$	Função de transferência entre o alto falante de controle e o microfone de erro
\hat{G}_{ce}	Estimativa da função de transferência G_{ce}
Hz	Frequência é dada em Hertz

I	Intensidade Sonora
i	Parte imaginária de um número complexo na coordenada x
j	Parte imaginária de um número complexo na coordenada y
k	Parte imaginária de um número complexo na coordenada z
L	Comprimento de um elemento
L_p	Nível de pressão sonora
L_i	Nível de intensidade sonora
L_w	Nível de potência sonora
m	Metros
m/s	Metros por segundo
M	Número de coeficientes do filtro
MM	Pesos de ponderação do LMS nas tabelas de resultados (Cáp 6)
M_r	Microfone de referência
M_e	Microfone de erro
p	Pressão acústica
P	Pressão interna instantânea no fluido
P_0	Pressão de equilíbrio no fluido
$P(z)$	Representação da função transferência da planta primária
s	Taxa de variação da densidade de um fluido
$S(z)$	Representação da planta secundária
$\hat{S}(z)$	Estimativa da planta secundária
S	Taxa de condensação
t	Variável de Tempo
T	Temperatura K
T	Temperatura °C
\vec{u}	Vetor posição da partícula
\vec{v}	Vetor de velocidade da partícula
V	Volume de ar
w_n	Pesos de ponderação do LMS
$W(z)$	Coeficientes do filtro adaptativo
W_a	Potência acústica
x	Sinal de referência

x_f	Sinal de referência filtrado
$X(z)$	Transformada z do sinal de referência
y	Sinal de controle
y_f	Sinal de controle filtrado
$Y(z)$	Transformada z discreta do sinal de controle
Z	Impedância acústica
z	Variável da transformada-z

Lista de Símbolos Gregos

α	Variável de <i>Laplace</i>
β	Coeficiente de absorção
Γ	Representação da função quadrática
δ	Função delta de Dirac
λ	Comprimento de onda
μ	Passo de adaptação
ξ	Fator de amortecimento
ρ	Densidade
ρ_0	Densidade de equilíbrio no fluído
∇	Operador divergente
∞	Infinito
\mathcal{L}	Operador <i>Laplaciano</i>

Sumário

RESUMO	iii
ABSTRACT	iv
LISTA DE FIGURAS	v
LISTA DE TABELAS	xv
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	xvii
LISTA DE SÍMBOLOS	xix
LISTA DE SÍMBOLOS GREGOS	xxi
1	INTRODUÇÃO.....1
1.1	Introdução.....1
1.2	Cronologia CAR do LAV.....6
1.3	Objetivo da Tese.....12
1.4	Organização da Tese.....12
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA VENEZIANAS ACÚSTICAS.....14
2.1	Placa de Prototipagem Arduino Due®.....24
3	CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM DUTOS.....27
3.1	Sistema de Controle em Malha Aberta (Feedforward) de Banda Larga.....27
3.1.1	Efeitos do Caminho Secundário $S(z)$ no Controle Ativo de Ruído.....30
3.1.2	Algoritmo de Controle Filtro-X LMS (FXLMS).....32
3.1.3	Efeitos e soluções de Realimentação Acústica.....38
3.1.3.1	Compensador de Realimentação Acústica FBXLMS.....39
3.1.3.2	Filtro Adaptativo IIR.....41
3.2	Sistema de Controle em Malha Aberta (<i>Feedforward</i>) de Banda Estreita.....44
3.2.1	Estimativa off-line do caminho secundário $S(z)$47
4	SIMULAÇÕES NUMÉRICA.....49
4.1	Simulações Numéricas.....49
4.1.1	Simulações Numéricas 1° Modelo (Atuador Centralizado).....52
4.1.2	Simulações Numéricas 2° Modelo (Atuador Deslocado a Esquerda Superior) 60
5	RESULTADOS CAR.....65
5.1	Bancada Experimental CAR em veneziana acústica 65
5.2	Bancada Experimental CAR em veneziana acústica e seu diagrama de montagem. 75
5.3	Metodologia CAR..... 76

5.3.1	Formulação do modelo ARX (Modelo Auto-Regressivo com entradas Exógenas) utilizando para estimar o cainho secundário.....	77
5.3.2	Metodologia dos Resultados do Controle Ativo de Ruído.....	81
5.4	Resultados do Controle Ativo de Ruído	82
5.4.1	Resultados obtidos com caminho secundário banda estreita 0~800Hz	82
5.4.2	Resultados obtidos com caminho secundário banda estreita 200~400Hz	88
5.4.3	Resultados obtidos alterando o Alto-falante para o canto superior esquerdo da veneziana acústica, Banda estreita 0~800Hz	94
5.5	Análise de Resultados	96
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	99
	REFERÊNCIAS	102
	APÊNDICES	
	APÊNDICE A.....	108
	APÊNDICE B.....	125
	ANEXOS	
	ANEXO A.....	170
	ANEXO B.....	183
	ANEXO C.....	185
	ANEXO D.....	190

CAPÍTULO I

1. Introdução

Nas últimas décadas, a visibilidade dos problemas atrelados ao ruído ambiental e industrial mudou muito levando em consideração os conceitos de segurança no trabalho e as multas geradas por problemas ambientais envolvendo o ruído. No entanto ainda continua com problemas na exposição da população ao ruído, particularmente nas zonas urbanas. Uma das grandes preocupações trata-se de analisar a influência do ruído na qualidade de vida do ser humano e do meio ambiente.

É crescente o número de pesquisas sobre a exposição não ocupacional a níveis de pressão sonora elevados e seus prejuízos ao sistema auditivo. A mudança permanente do limiar auditivo pode ocorrer pela exposição continuada a sons em níveis elevados, principalmente quando não há repouso entre as exposições. A Perda Auditiva Induzida por Ruído (PAIR) é influenciada por fatores como: características físicas do ruído (tipo, nível de pressão sonora e espectro), tempo de exposição (frequência e horas) e suscetibilidade individual (BOTELHO, 2017).

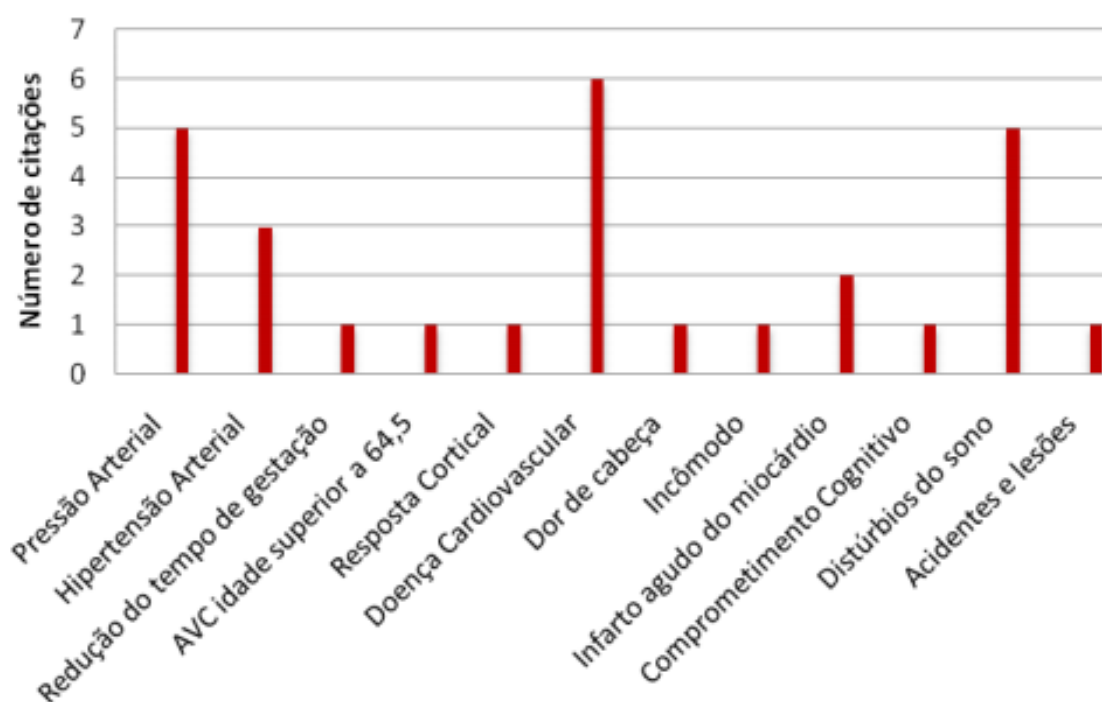
Os ruídos industriais são observados em ambientes onde as pessoas circulam ou permanecem por longas jornadas. Sendo este tipo de ruído uma das maiores causas de reclamações das comunidades residenciais e dos próprios funcionários no órgão competente das cidades (HANDLEY, 1995).

Ruídos de alta intensidade são considerados fontes de poluição sonora que podem causar efeitos adversos na vida humana. O ruído do tipo transiente, ou seja, ruído com amplitudes variantes, já provoca reações adversas no ser humano a partir de 35 dB(A). O efeito do ruído, a partir de 70 dB(A) e a longo tempo de exposição, pode induzir a hipertensão arterial, secreção elevada de catecolaminas e de hormônio corticosteroides e adrenocorticotróficos, úlcera péptica, stress, irritação, excitação maníaco-depressiva, arteriosclerose e infarto, entre outros males (CANTREL, 1974; RAI et al, 1981; VACHERON, 1993).

De acordo com AMORIM (2014), estudos envolvendo casos de exposição ao ruído são bem frequentes, no entanto a quantidade de artigos ainda é muito pequena, neste estudo mostra percentualmente o tipo de doenças relativas ao ruído. No gráfico 1.1 pode ser visto que alguns trabalhos trazem os efeitos do ruído associados à outras fontes que

não sejam apenas as de automóveis, mas associadas à ferroviárias e aéreas. O estudo de Amorim caracteriza-se por um compêndio de estudos relacionados a danos causados pela exposição ao ruído.

Gráfico 1.1: Distribuição dos estudos segundo efeitos não auditivos de ruído rodoviário, ferroviário e aéreo.

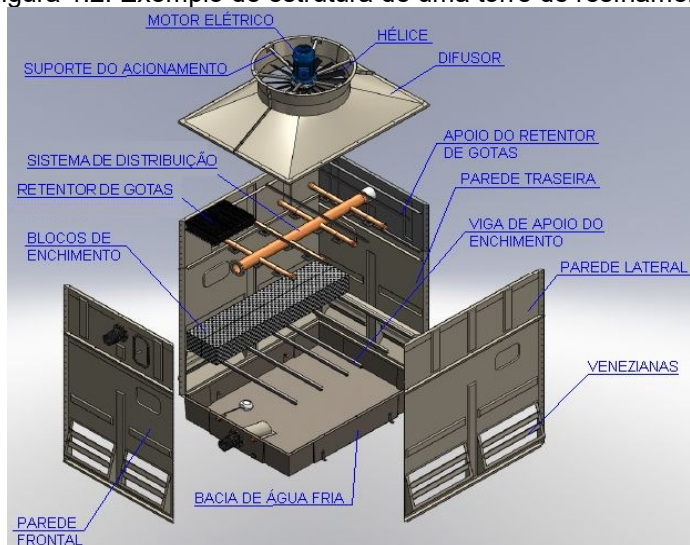


Fonte: AMORIM, 2014

No caso das grandes indústrias como refinarias de petróleo, parques industriais e shoppings, há uma grande quantidade de dutos e torres de resfriamento, que no caso são consideradas significativas fontes de ruído. Para diminuir o impacto ambiental destas fontes de ruído, as empresas são obrigadas a isolar o sistema com lamelas de material poroso ou simplesmente tentar enclausurar o mesmo.

Nas torres de resfriamento, os ventiladores são os causadores de gerar ruído de alta intensidade. Sendo assim, pode-se considerar que nos dutos de ventilação entre outros dispositivos que utilizam de ventiladores como principal atuador de resfriamento são os principais responsáveis pelo ruído emitido. A figura 1.2 mostra a complexidade do sistema da uma torre de resfriamento.

Figura 1.2: Exemplo de estrutura de uma torre de resfriamento



Fonte: <http://www.solucoesindustriais.com.br>

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

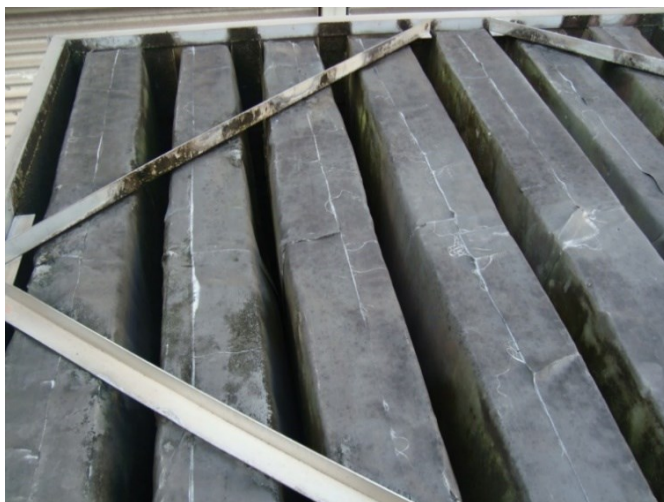
A nível de exemplificação, as figuras 1.3 e 1.4 mostram torres de resfriamento com lamelas de fibra de vidro, instaladas para mitigar o ruído da mesma.

Figura 1.3: Seis Torres localizados no telhado do prédio de um Shopping em Belo Horizonte.



Fonte: Autor, 2014

Figura 1.4: Controle Passivo de Ruído Implementado, passagem de ar obstruída.

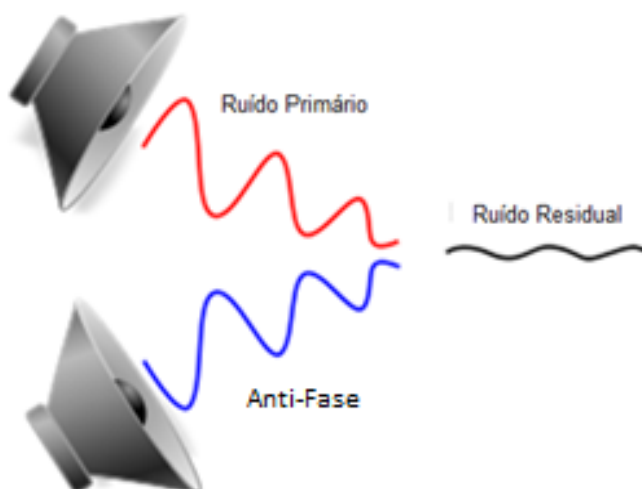


Fonte: Autor, 2014

Como pode ser visto nas figuras 1.3 e 1.4, o problema destes equipamentos é tanto a localização das torres de resfriamento, quanto a quantidade de lamelas instaladas nos equipamentos. Deixando o equipamento vulnerável a superaquecimento, perdas na sua eficiência, queima das boninas, queima do estator, entre outros problemas causados pelo superaquecimento do mesmo. Outro problema é que as lamelas acústicas irão atenuar somente ruídos nas altas frequências.

Para solucionar o problema de ruído em baixas frequências, têm sido desenvolvidos sistemas de controle ativo de ruído (CAR ou do Inglês, Active Noise Control - ANC). O sistema CAR contém dispositivos eletroacústicos que atenuam o som indesejado pela geração de uma onda sonora de igual amplitude, porém de fase oposta coloquialmente chamada de “antirruído”. O ruído primário (fonte) e o antirruído (controle) se interferem, resultando no cancelamento sonoro. A Figura 1.5 ilustra fisicamente a interferência e o cancelamento quando eles se superpõem. O desempenho do sistema de cancelamento depende da amplitude e da oposição de fase das ondas sonoras geradas (DELFINO, 2005).

Figura 1.5: Interferência destrutiva de ondas de mesma frequência.



Fonte: Adaptado de DELFINO, 2005

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

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

- I. Variações inesperadas do ambiente em decorrência de mudanças climáticas, das suas características acústicas, da presença mais/menos de pessoas, etc;
- II. Limitações tecnológicas dos transdutores eletroacústicos, sendo que em muitos casos os transdutores utilizados para o controle têm que trabalhar em ambientes muito agressivos com acentuadas taxas de poeira, umidade e altas temperaturas;
- III. Dependência acentuada do volume físico de controle e da localização dos sensores e atuadores neste volume;

- IV. A complexidade de implementação dos algoritmos de controle utilizados. Neste caso deve-se observar atentamente os requisitos de velocidade e dimensão do software, como também o ajuste adequado dos parâmetros do controlador tendo em vista sua estabilidade e eficiência;
- V. As características não lineares dos sensores e atuadores que introduzem complexidade no projeto do controlador (KOU et al., 1996 apud CÁRDENAS, 2005).

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

Outro problema muito importante a ser levado em consideração são as dimensões destes dutos. De acordo com MUNJAL (1987), dependendo de seção transversal do duto, a onda sonora que se propaga dentro do duto deixa de ser onda plana e passa a ser propagado em modos de alta ordem. Fisicamente este efeito faz com que o controle ativo de ruído seja impossibilitado de sucesso.

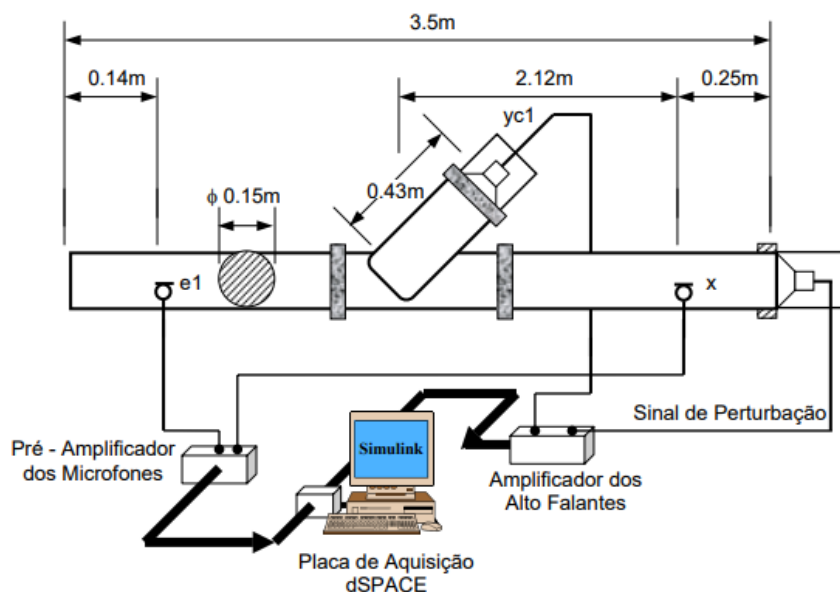
A partir destes dados e das variáveis possíveis, o laboratório de acústica e vibrações começou a trabalhar em variadas soluções para os problemas das torres de resfriamento e de ambientes enclausurados.

1.2 Cronologia CAR do LAV

Os primeiros trabalhos envolvendo controle ativo de ruído em dutos se iniciaram com CÁRDENAS (2005) e também com DELFINO (2005). Ambos trabalharam com diversos métodos de Controle Ativo de ruído em dutos circulares. Os estudos foram focados principalmente nos filtros em seus métodos computacionais para atingir controle ativo de ruído em dutos, utilizando filtro FXLMS entre outras metodologias tanto numéricas como experimentais. Utilizando de uma bancada experimental e uma placa de aquisição

dSPACE® DSP1104, como pode ser visto no diagrama de montagem da bancada experimental na figura 1.6.

Figura 1.6: Bancada experimental utilizando dSPACE®.

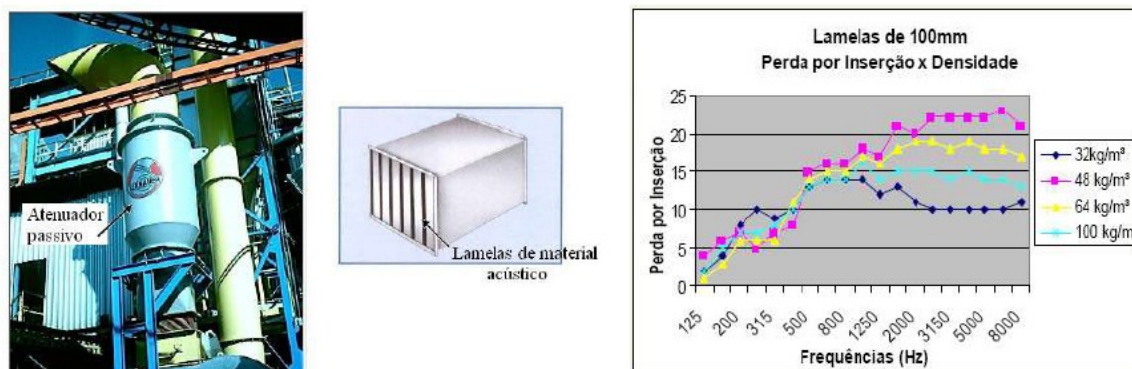


Fonte: CÁRDENAS, 2005

O trabalho atingiu resultados significativos e alavancou o estudo dos sistemas CAR no Laboratório de Acústica e Vibrações da Faculdade de Engenharia Mecânica na Universidade Federal de Uberlândia.

NUNES (2009), iniciou a análise do controle ativo de ruído em dutos de grandes seções transversais, onde o som se propaga em modos de alta ordem. Neste trabalho o autor demonstrou as diferenças entre tratamento passivo e ativo. Como pode ser visto na figura 1.7, a mesma mostra a perda de carga de uma chaminé em ambiente industrial quando utilizado tratamento passivo, seus estudos atingiram até 8 dB de atenuação.

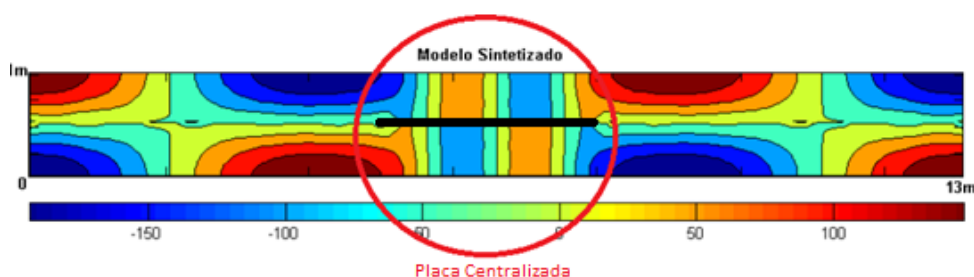
Figura 1.7: Gráfico da perda de carga de um atenuador de ruído passivo.



Fonte: NUNES, 2009

OLIVEIRA (2012) mostrou na prática que era possível de se realizar controle ativo de ruído em modos de alta ordem, particionando o duto. Conforme pode ser visualizado na figura 1.8, na parte central do duto retangular sinalizada por um círculo vermelho, encontram-se ondas planas devido ao particionamento do duto. Este local é exatamente onde o controle ativo de ruído age. Pode-se observar que nos momentos antes e depois do particionamento encontram-se ondas de modos de alta ordem, onde o controle é praticamente impossibilitado de ser realizado. Seus estudos obtiveram resultados de até 23 dB de atenuação em seus experimentos.

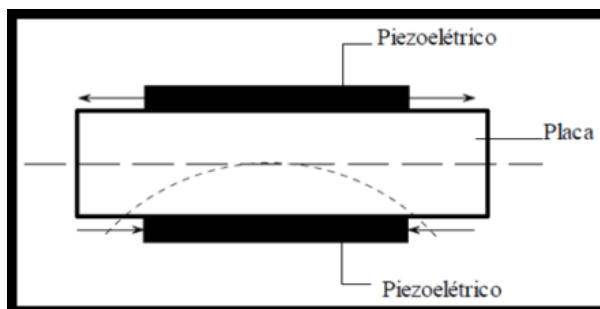
Figura 1.8: Simulação mostrando ondas acústicas planas na secção particionada.



Fonte: OLIVEIRA, 2012

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

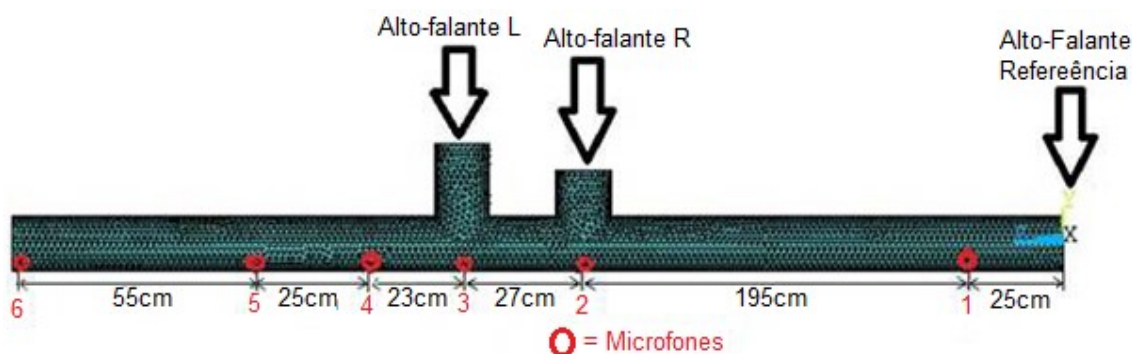
Figura 1.9: Pastilhas piezoelétricas (PZT) posicionadas na placa particionadora.



Fonte: NISHIDA, 2012

MIRANDA (2013) utilizou dos mesmos conceitos de CÁRDENAS (2005) e realizou o procedimento de controle ativo de ruído em dutos circulares. Utilizando o FBXLMS (*FeedBack X-Least Mean Square*) como metodologia de controle, atingiu resultados significativos atingindo até 30 dB de atenuação. No entanto descobriu que ao analisar a FRF (Função Resposta em Frequência) pode-se encontrar uma frequência em zona de anti-ressonância. Estas frequências em regiões de anti-ressonância apresentaram resultados não satisfatórios para o controle. Portanto o posicionamento dos microfones de erro e de seus atuadores são fundamentais para realização de controle. Em simulações numéricas, utilizando software de métodos de elementos finitos (MEF) pode-se prever o posicionamento destes microfones e atuadores a partir de suas FRF's. Como pode-se ver na figura 1.10.

Figura 1.10: Posicionamento dos microfones no duto acústico experimental.

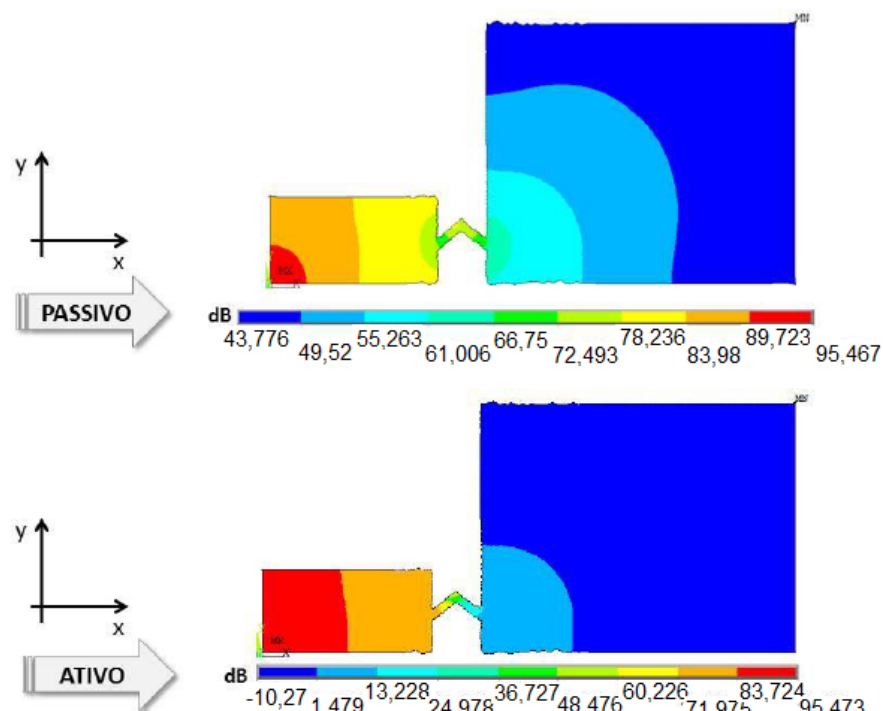


Fonte: MIRANDA, 2013

No entanto, trabalhar com modos de alta ordem ainda seria problemático para o sistema controle ativo de ruído e sua implementação, muitas vezes inviável devido ao seu alto custo. MACIEL (2014) teve início então seus estudos com venezianas acústicas, pois as venezianas encontram-se como abertura de ventilação em vários tipos de equipamento, nas torres de resfriamento como pode ser observado na figura 1.2, nos enclausuramentos

e até mesmo de salas de máquinas. Utilizando-se da mesma técnica de NISHIDA (2012) o trabalho de Maciel visou o estudo da implementação do controle ativo de ruído nas aletas metálicas da veneziana acústica, seu trabalho possui simulações numéricas utilizando software de MEF, onde o mesmo mostra a diferença entre o controle passivo e o controle ativo como pode ser visto na figura 1.11. Seus resultados atingiram atenuações de até 35 dB em suas simulações.

Figura 1.11: Atenuação acústica de veneziana passiva e ativa em 100Hz.

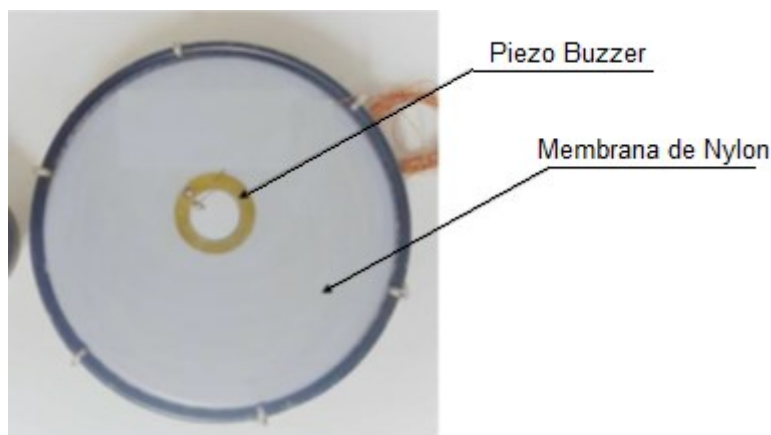


Fonte: MACIEL, 2014

ZUFFI (2017) dando continuidade nos estudos de Maciel, também trabalhou com a veneziana acústica, mas sua dissertação focou em uma bancada experimental. No entanto, foi realizada uma alteração física no atuador, o mesmo era uma membrana de nylon com um PZT colado no mesmo. Este dispositivo foi utilizado como um alto-falante de controle (atuador). O trabalho avaliou a implementação de técnicas ativas de controle de ruído em venezianas acústicas utilizando atuadores do tipo piezelétricos. Foram feitas análises numéricas, via método dos elementos finitos, da atenuação de ruído promovida por dois modelos distintos de venezianas. Nestes modelos analisou-se ainda a eficiência do atuador para diferentes posições, visando obter a configuração posição/modelo capaz de oferecer o melhor atenuação de ruído. Em seguida, foi realizada uma avaliação experimental para comprovar a aplicabilidade do sistema proposto. Os resultados experimentais obtidos

indicaram a capacidade do sistema apresentado de atenuar até 18 dB na saída da veneziana acústica. (ZUFFI 2017).

Figura 1.12: Atuador Piezzo-buzzer colado em membrana de nylon.



Fonte: ZUFFI, 2017

Levando em consideração os trabalhos anteriores propostos pelo laboratório de acústica e vibrações da universidade federal de Uberlândia, esta tese tem por objetivo dar continuidade aos trabalhos de controle ativo de ruído em venezianas acústicas. Principalmente pelo fato de que pode ser uma das soluções para o mercado hoje, onde equipamentos rotativos ou torres de resfriamento não podem gerar mais de 80 dB para ser implementado em qualquer empresa ou indústria. Existem órgãos certificadores para que isso seja formalizado e obedecido, como por exemplo a CEPEL (Centro de Pesquisa de Energia Elétrica) fornece este tipo de certificações. A realidade hoje é que quanto menor ruído gerado, o equipamento será mais bem aceito pela comunidade e pela indústria. No entanto os custos destes equipamentos aumentam muito com a implementação do controle ativo de ruído. As implementações destes dispositivos gerariam um custo no qual a empresa, ou indústria indefeririam para sua aprovação. Portanto, esta tese além de se preocupar com controle ativo de ruído experimental em venezianas acústica, procurou-se baixar ao máximo o custo destes dispositivos para viabilizar a sua implementação. A partir destes argumentos tem-se como objetivo alterar seus dispositivos de controle e torna-los além de eficazes, viáveis para sua implementação na indústria.

1.3 Objetivo da Tese

O trabalho proposto tem como base central realizar controle ativo de ruído utilizando uma placa de aquisição de baixo custo, conseguir atenuar ao máximo as frequências discretas que serão impostas ao sistema. Uma das consequências deste estudo será minimizar custos de implementação do sistema CAR na indústria e uma possível aplicabilidade comercial. No caso proposto foi então selecionado uma placa de aquisição chamada de *Arduino Due*®, uma placa de prototipagem de baixo custo ao qual será implementado o sistema CAR. A mesma passou por uma série codificações para atender as expectativas da tese, toda linguagem de programação C foi baseada nos conceitos de controle utilizando a metodologia do FXLMS e implementadas no *Arduino Due*®. Para viabilizar o controle foram executados aproximadamente 1705 experimentos em bancada experimental no Laboratório de Acústica e Vibrações (LAV), na Faculdade de Engenharia Mecânica (FEMEC) da Universidade Federal de Uberlândia (UFU). Levando em consideração os estudos de Widrow, foram alterados os pesos de ponderação do LMS (w_n) para atingir o mínimo local e conseguir atenuar o ruído ao máximo possível.

Dando continuidade aos trabalhos de pesquisa realizados no LAV, onde destacam-se os trabalhos anteriores como por exemplo a tese do Cárdenas (2005) e a tese de Maciel (2014). Ambos trabalham com sistema CAR em dutos utilizando os conceitos de Widrow com o algoritmo LMS (Least Mean Square), no entanto Cárdenas trabalho com um duto circular e Maciel utilizou um duto retangular (veneziana acústica). Neste trabalho será apresentado o sistema CAR em uma veneziana acústica, considerado um duto retangular. Com base nestes estudos e outros referenciados na revisão bibliográfica, o trabalho proposto pretende atingir a maior gama de frequências atenuadas utilizando a placa *Arduino Due*®.

1.4 Organização da Tese

No capítulo I, tem-se uma breve introdução sobre os estudos em controle ativo de ruído e a sua importância. É apresentado a importância do estudo e faz-se ressalva para os danos causados pela longa exposição ao ruído em relação ao bem-estar de funcionários e da população. Introduz também aos trabalhos realizados pelo LAV em relação a controle ativo de ruído.

O capítulo II, apresenta-se uma revisão bibliográfica, abordando os trabalhos mais recentes que foram desenvolvidos em CAR em venezianas acústicas e o tipo de placa de aquisição utilizada.

O capítulo III, descreve-se as origens do controle ativo de ruído e os fundamentos matemáticos do Controle Ativo de Ruído.

No capítulo IV, tem-se os resultados experimentais das simulações numéricas, as funções resposta em frequência (FRF) utilizando método de elementos finitos.

No capítulo V, serão apresentados os resultados obtidos pelo sistema CAR utilizando-se da bancada experimental.

O capítulo VI, aborda a conclusão os aspectos gerais apresentados na tese e o que pode ser desenvolvido para trabalhos futuros.

Por fim tem-se a referência bibliográfica que irá conter as referências mais atuais possíveis, para a elaboração deste trabalho.

Como material de apoio, Apêndices/Anexos foram adicionados para consulta e apresentação detalhada dos resultados.

CAPÍTULO II

2. Revisão Bibliográfica Venezianas Acústicas

O objetivo da utilização das venezianas acústicas ou também conhecidas por esquadrias ventiladas, é basicamente manter a ventilação natural e reduzir o ruído do equipamento ou qualquer que seja a sua implementação. A ventilação natural é necessária devido ao aquecimento do equipamento ou local onde o mesmo está instalado. Este aquecimento pode gerar danos no equipamento, perda de eficiência, entre outros malefícios.

Por exemplo um motor elétrico, o problema de superaquecimento pode queimar o motor. As causas possíveis são; excesso de carga na ponta do eixo (permanente ou eventual/periódico); sobretensão ou subtensão na rede de alimentação (permanente ou eventual/periódico); cabos de alimentação muito longos e/ ou muito finos; excessivo número de partidas em tempo curto; conexão incorreta dos cabos de ligação do motor; ventilação deficiente (tampa defletora danificada ou obstruída, sujeira sobre a carcaça, temperatura ambiente elevada, entre outros problemas) (BEZERRAMOTORES, 2017).

A energia térmica gerada afeta principalmente o sistema de isolamento elétrico e, conseqüentemente, a vida útil do motor elétrico. Segundo CHEN et al. (2003) e WEG (2005), uma redução de 8 °C a 10 °C pode dobrar a vida útil do sistema de isolamento elétrico, em condições normais de funcionamento do motor elétrico. A vida útil da isolação refere-se ao envelhecimento gradual, ou degradação, do polímero que forma o isolante. Este vai progressivamente deteriorando, conferindo-lhe um aspecto ressecado, até o ponto de não suportar mais a diferença de tensão aplicada e permitir o curto-circuito. Assim, quanto mais altas as temperaturas de operação, mesmo que estas estejam abaixo do limite da classe de isolamento do motor, mais rápido é o envelhecimento. Além do problema do aquecimento no sistema de isolação, tem-se, o aquecimento dos mancais, principalmente o dianteiro. Isto acarreta uma sensível redução do período de re-lubrificação, ou até mesmo, a impossibilidade da operação do motor por um período de tempo elevado quando a temperatura de trabalho do mancal for muito superior ao recomendado (VERARDI, 2008).

Normalmente a ventilação dos motores elétricos ou geradores são forçadas, gerando assim muito ruído. No entanto, uma das formas de reduzir estes ruídos, é enclausurando o

mesmo. Como pode ser visto na figura 2.1, o enclausuramento é uma forma passiva de controle de ruído, obstruindo a passagem de ar, mas mantém-se uma abertura para ventilação natural. A aplicação de venezianas acústicas (passivas) é bem comum neste tipo de equipamento, como pode ser visto na figura 2.1.

Figura 2.1: Grupo Gerador silenciado por veneziana acústica.



Fonte: www.acusticateoria.com.br

Este tipo de tratamento acústico nem sempre é o ideal, devido as altas temperaturas geradas pelo equipamento e sua má dissipação, devido à falta de ventilação natural. No entanto, existem casos de aplicações em sistemas de refrigeração nestes ambientes gerando assim mais custo para a empresa e também mais uma fonte de ruído. Normalmente estes enclausuramentos, são aplicados em geradores de shoppings e industrias de grande porte. Outras formas de aberturas foram desenvolvidas ao longo do tempo, como os peitoris acústicos, o ressonador de Helmholtz, entre outros que serão aqui apresentados.

BITTENCOURT et al, (2007), descreveram o peitoril ventilado como um dispositivo geralmente executado em concreto, com formato em “L” invertido, conforme mostrado na figura 2.2, sobreposto a uma abertura localizada no peitoril abaixo das janelas, que tem por finalidade atuar como fonte complementar do movimento de ar proporcionado pelas aberturas.

Figura 2.2: Peitoril ventilado.



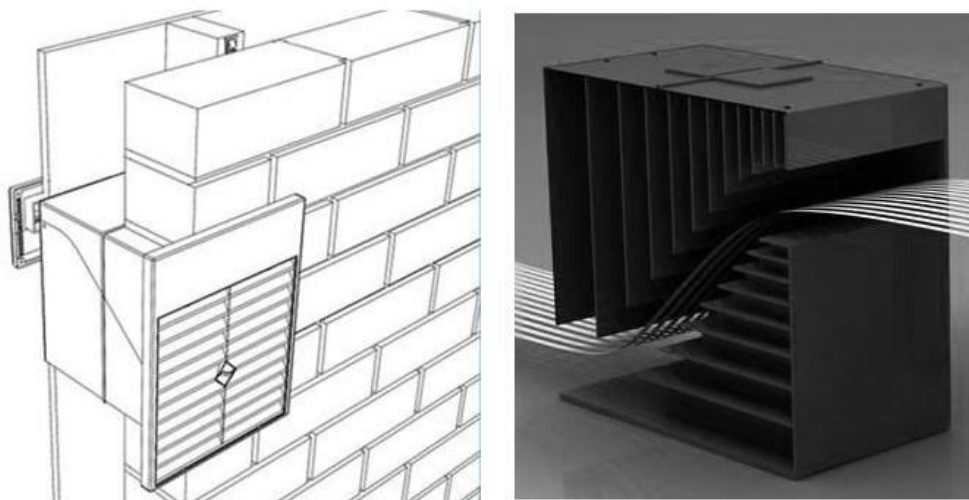
Fonte: Adaptado de Oiticica, 2010

Este tipo de curvatura faz com que o ruído seja reduzido, no entanto ainda não o suficiente para as baixas frequências. Pesquisas recentes acerca do desempenho acústico do peitoril ventilado foram realizadas por OITICICA (2010), cujas melhores configurações apresentam índice de redução sonora ponderado de até 26 dB. Para fins de incrementar esse desempenho acústico, a autora sugeriu o aperfeiçoamento do sistema em frequências inferiores a 500 Hz, sem que haja prejuízo do fluxo de ventilação.

No estudo do desempenho de diferentes configurações de fachadas para fins de compatibilização entre conforto térmico e acústico, VIEGAS (2009) também realizou avaliações de vergas ventiladas, dispositivos em “L” similares ao peitoril ventilado. Os estudos resultaram em atenuações acústicas de até 13 dB(A) e 20 renovações de ar por hora. Os métodos experimentais utilizados, contudo, não permitem uma avaliação consistente em baixas frequências. Assim, a autora sugere a utilização do método dos elementos finitos para superação dessa limitação metodológica.

Uma alternativa passiva para isolamento acústico de baixas frequências é a denominada “ressonador de Helmholtz”. Consiste em cavidades dimensionadas para absorção acústica específica de ruídos de intensidade média e graves. Pesquisas de FIELD E FRICKE (1998), por exemplo, resultaram no desenvolvimento de um produto utilizando ressonadores múltiplos de um quarto de onda, apresentado na patente PI 0510741-5^a, (MATHEUS, 2007). Denominado comercialmente como *Silence Air*®, consiste de blocos de policarbonato com pequenas cavidades tubulares que permite a passagem de ar e isola o ruído de edificações, conforme evidenciado na figura 2.3. As reentrâncias projetadas permitem a alternância de ondas destrutivas e construtivas responsáveis por um índice de redução sonora ponderado de 27 dB. Já para baixas frequências, este dispositivo apresenta índices de redução sonora ponderado inferiores a 10 dB, (MACIEL, 2014).

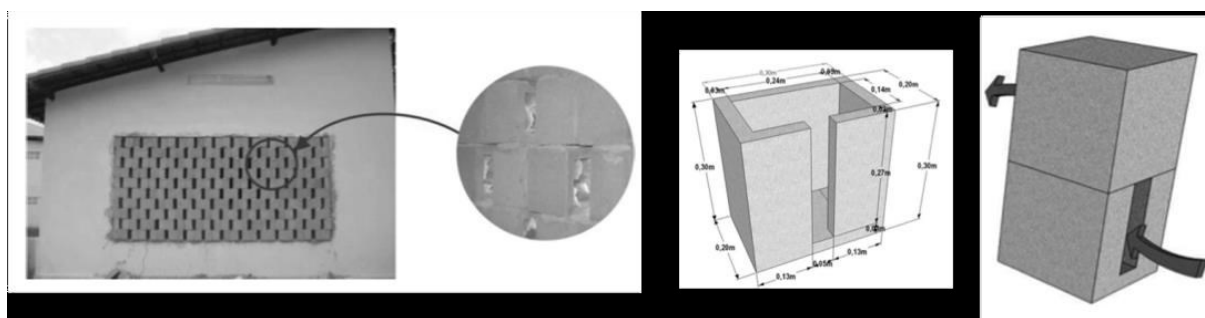
Figura 2.3: Ressonadores múltiplos Silence Air®.



Fonte: Adaptado de Silence Air, MATHEUS, 2007

Como pode ser visto, nos estudos abordados, a empregabilidade destas “venezianas acústicas” podem ser utilizadas de diversas maneiras, assim fazendo com que a ventilação natural aconteça de forma abundante. Alternativa desenvolvida por ARAÚJO (2010) foram os cobogós acústicos, que consistem em blocos ressonadores dispostos com espaços entre eles e cavidades coincidentes como mostrado na figura 2.4. Dessa forma, obtém-se uma adaptação do ressonador, transformando sua geometria em elementos vazados, cujas fendas permitem não somente a entrada de ar, mas também sua saída, ajudando na ventilação.

Figura 2.4: Cobogós Acústicos.



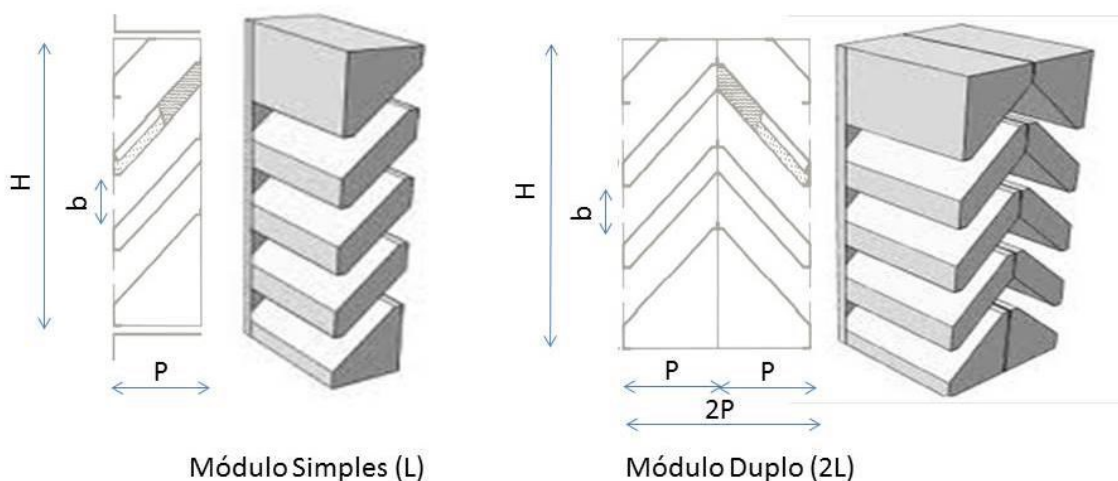
Fonte: Adaptado de Araújo, 2010

As melhores configurações de cobogós acústicos estudados por ARAÚJO (2010) apresentam índice de redução sonora ponderado de 27 dB. Há que se ressaltar o uso limitado dos cobogós acústicos quando for desejado isolamento sonoro abaixo de 350 Hz,

já que nas baixas frequências, entre 160 e 200 Hz, os índices de redução sonora ponderados mostraram-se inferiores a 10 dB (MACIEL, 2014).

De uma maneira geral, os modelos de venezianas acústicas passivas apresentados na figura 2.5 são comercializadas por diferentes fabricantes. Apresentam como principais fatores para caracterização dos seus modelos o número de módulos, que pode ser simples (L) ou duplo (2 L), com profundidade (P) do módulo mínimo de 0,3 m e máximo de 0,6 m. Em todos os modelos, observam-se lâminas com 45° de inclinação e dimensão da abertura (b) igual à metade da largura. A razão entre a dimensão da abertura e o vão estrutural caracteriza o fator de porosidade da veneziana, um dos fatores utilizados na determinação da massa superficial das venezianas (MACIEL, 2014).

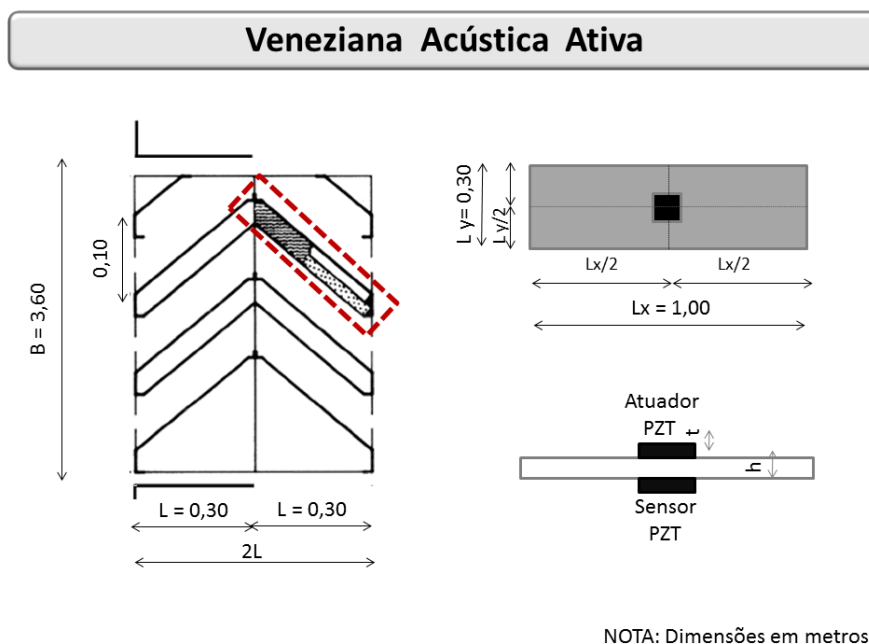
Figura 2.5: Venezianas Acústicas Passivas Simples e Dupla.



Fonte: Adaptado de TROX, 2017

Como pode ser observado nos trabalhos anteriores aqui apresentados, estes focaram no controle passivo, que deixam a desejar no quesito de controle nas baixas frequências. Por este motivo MACIEL (2014) resolveu adotar um sistema híbrido. As venezianas acústicas ativas apresentam-se como uma tecnologia híbrida utilizando materiais de absorção acústica para controle de ruído em altas frequências e controle ativo utilizando atuadores piezelétricos para atenuação do ruído nas baixas frequências. Um esquema desse conceito de veneziana ativa é apresentado na figura 2.6, enfatizando seus componentes: sistema de lâminas com material de absorção acústica e elementos atuadores.

Figura 2.6: Esquema do conceito de veneziana acústica ativa.

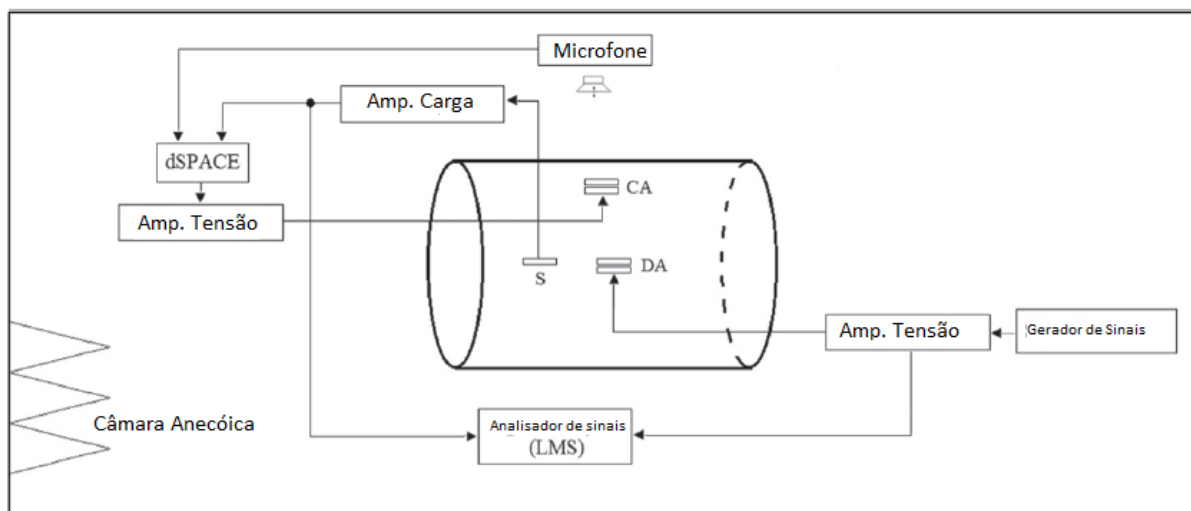


Fonte: MACIEL, 2014

No seu estudo, MACIEL (2014) apresentou um procedimento para modelagem da perda por transmissão de venezianas acústicas ativa, utilizando-se métodos analíticos e numéricos associados a técnicas de otimização. Os resultados teóricos sugerem a viabilidade da aplicação de técnicas de controle ativo de ruído em venezianas acústicas, com índice de redução sonora ponderado superior a 35 dB e potência máxima requerida para o controle inferior a 15 W. No entanto este estudo foi somente em conceitos de simulação numérica utilizando ANSYS®, portanto, difícil de enquadrar em um contexto experimental real.

No trabalho de LOGHMANI (2016), realiza-se controle ativo de ruído em um duto circular. Utilizando de pastilhas piezelétricas para trabalharem como sensores atuadores no sistema, um controlador com filtro de Kalman e um filtro de radiação foram implementados na DS1104 da empresa dSPACE® com uma taxa de amostragem de 2 kHz atingindo até 10 dB de atenuação em 620 Hz. A figura 2.7 mostra o esquema de montagem de sua bancada experimental.

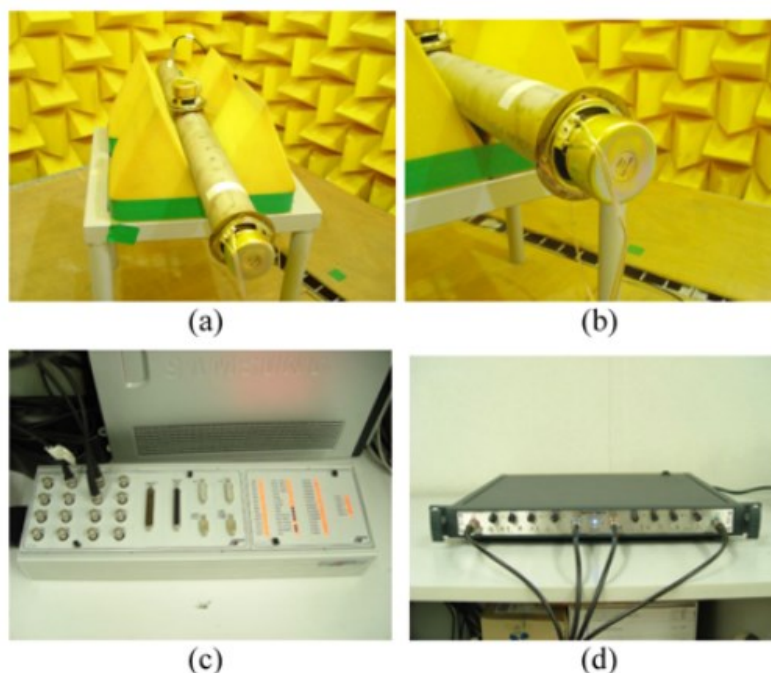
Figura 2.7: Diagrama do sistema de controle.



Fonte: LOGHMANI, 2016

Outro exemplo de trabalho de Controle Ativo de ruído que utilizou placa *DSPACE DS1104*®, foi do trabalho de Kim, Kim e Lee (2013). O algoritmo para o sistema CAR é codificado pelo *Simulink*® aplicativo *MATLAB*®. Os códigos foram incorporados em uma placa DSP (DS-1104). Com o software da *DSPACE*®, o arquivo modelo *Simulink*® poderia ser facilmente incorporado a placa DSP sem qualquer transformação complicada. Os sinais do microfone de erro são amplificados pelo condicionador de sinal e entre no conversor A / D, (KIM, 2013). A figura 2.8 mostra o aparato experimental utilizando a placa de aquisição *DSPACE DS1104*.

Figura 2.8: Configuração experimental para o CAR.

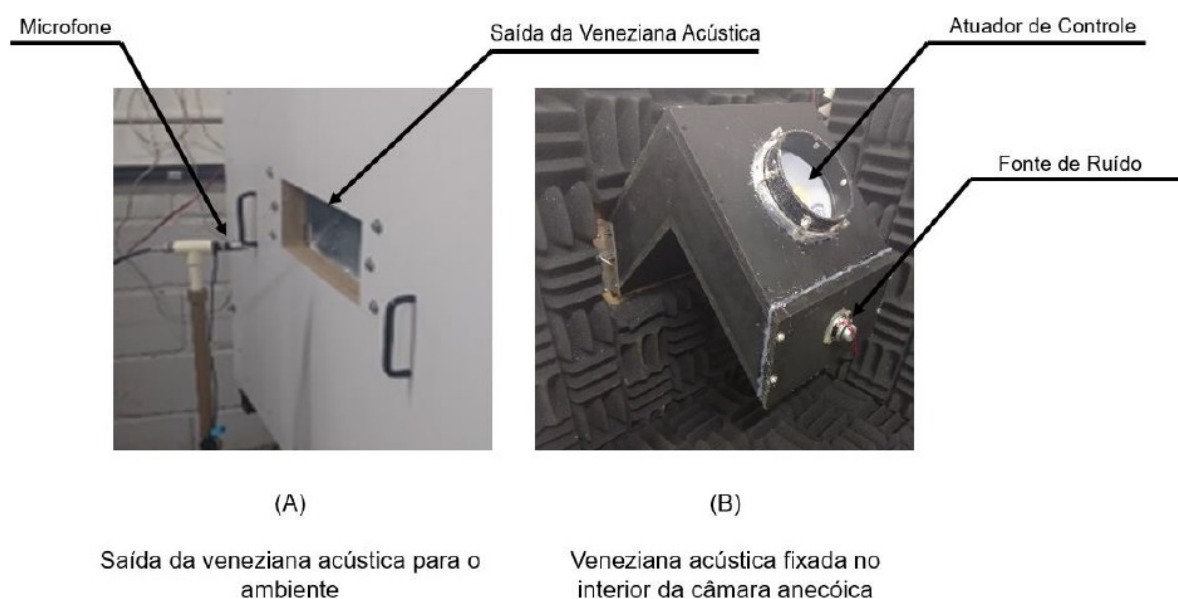


Fonte: KIM, 2013

A partir destes estudos, a primeira etapa a se pensar foi alterar o modelo de DSP utilizado no sistema devido ao seu alto custo, e também foi então criada uma veneziana acústica para simulações reais, com o foco de trabalhar nas baixas frequências.

ZUFFI (2017), trabalhou com esta veneziana acústica em modo experimental real, utilizando nylon e PZT para realizar o controle ativo de ruído em sua veneziana. Porém, o controle foi realizado de forma manual, sendo que, toda sua calibração e aplicação não passaram por um filtro adaptativo. Mesmo não tendo aplicado algoritmos adaptativos, seu trabalho atingiu atenuações de até 18 dB. Foi um passo realmente fundamental para a elaboração desta tese. A câmara semi-aneecônica e a veneziana acústica real foram fundamentais para atingir o objetivo desta tese. A figura 2.9 mostra o aparato experimental utilizado por Zuffi.

Figura 2.9: Montagem experimental da veneziana acústica.



Fonte: ZUFFI, 2017

A elaboração desta tese teve algumas alterações fundamentais, o atuador a ser utilizado no controle foi alterado para um alto falante de 2" (50,8 mm) e também foi invertido o posicionamento da veneziana acústica. Trabalhando assim com a câmara semi-aneecóica como se fosse uma sala silenciosa de forma a interpretar melhor os resultados obtidos. A figura 2.10 apresenta exatamente a câmara utilizada nesta tese com sua veneziana acústica instalada externamente na parte frontal.

Figura 2.10: Câmara semi-aneecóica com veneziana acústica instalada.



Fonte: Autor, 2017

Além destas alterações básicas para o desenvolvimento da tese, foi também levado em consideração o custo de implementação desta tecnologia caso venha a ser fabricado algum dia no futuro. Estas custos são apresentadas no Anexo D.

Os estudos apresentados normalmente utilizam de uma placa de aquisição chamada *DSPACE*® considerada uma placa poderosa de alto poder de processamento. Estas placas custaram ao laboratório por volta de R\$40000,00 ou aproximadamente US\$14.000 (Cotação Dólar à R\$3,37 no dia 09/01/2018). Levando em consideração o conjunto completo para que a funcionalidade da RTI DS1104 fosse completa ainda necessitaria do módulo de acoplamento, onde se encontram os plugs BNC (Bayonet Neill Concelman) de comunicação com a placa na CPU (Central Process Unit), tornando o sistema muito dispendioso. Procurando atender uma demanda de redução de custos devido aos problemas econômicos enfrentados, procurou-se então uma outra alternativa menos dispendiosa. Portanto, mesmo já tendo posse de uma placa modelo *DSPACE*®, pensou-se em utilizar uma placa de baixo custo, uma vez que a placa é o item mais caro do sistema CAR.

Estudando as configurações disponíveis no mercado, observou-se que a única placa que seria aplicável em um sistema CAR seria a *Arduino Due*®, devido as suas saídas de digital/analógica. Outras placas no mercado como a *Arduino Uno*, *Arduino Leonard*, *Arduino Mega*, *BeagleBone versão 3*, entre outras, também não puderam ser utilizadas no experimento devido ao fato de não possuírem saídas digital/ analógicas.

As placas *Arduino due*® são placas de baixíssimo custo, custando aproximadamente R\$150,00 ou aproximadamente US\$44,51 (Cotação Dólar à R\$3,37 no dia 09/01/2018). Estas placas de prototipagem são placas criadas para desenvolvimento de produtos e educacional utilizando uma linguagem “*open source*” (linguagem de programação aberta e gratuita).

O Arduino foi criado em 2005 por um grupo de cinco pesquisadores: Massimo Banzi, David Cuartielles, Tom Igoe, Gianluca Martino e David Mellis. O objetivo era elaborar um dispositivo que fosse ao mesmo tempo barato, funcional e fácil de programar, sendo dessa forma acessível a estudantes e projetistas amadores. Além disso, foi adotado o conceito de hardware livre, o que significa que qualquer um pode montar, modificar, melhorar e personalizar o Arduino, partindo do mesmo hardware básico. Assim, foi criada uma placa composta por um microcontrolador Atmel, circuitos de entrada/saída e que pode ser facilmente conectada à um computador e programada via IDE (*Integrated Development*

Environment, ou Ambiente de Desenvolvimento Integrado) utilizando uma linguagem baseada em C/C++, sem a necessidade de equipamentos extras além de um cabo USB (*Universal Serial Bus*), (FLIPEFLOP, 2017).

Depois de programado, o microcontrolador Arduino pode ser usado de forma independente, ou seja, você pode colocá-lo para controlar um robô, uma lixeira, um ventilador, as luzes da sua casa, a temperatura do ar condicionado, pode utilizá-lo como um aparelho de medição ou qualquer outro projeto que vier à cabeça (FLIPEFLOP, 2017).

A figura 2.11 mostrará a placa utilizada nesta tese. O mapa detalhado da pinagem desta placa pode ser visto no Anexo B.

Figura 2.11: Arduino Due® Pinagem.



Fonte: www.embarcados.com

2.1 Placa de Prototipagem Arduino Due®

A placa *Arduino DUE*® utiliza um microcontrolador ATMEEL com core *ARM Cortex-M3*, com encapsulamento de 144 pinos LQFP (*Low Profile Quad Flat Pack*). Comparada a placa *Arduino UNO*®, a *Arduino DUE*® tem maior poder de processamento. O microcontrolador *SAM3X8E* da *DUE* possui arquitetura *Cortex-M3* que é concebida para que seus registradores sejam de 32 bits e que operações de 4 bytes sejam feitas em um ciclo de *clock*. Os microcontroladores ATMEGA, no entanto, possui arquitetura interna de 8 bits. Além disso, pode operar em até 84 MHz, contra os 16 MHz de velocidade máxima de processamento do *Arduino UNO*® (EMBARCADOS, 2017).

O microcontrolador ATMEEL SAM3X8E possui 512 kb de Memória Flash e 96 KB de SRAM (*Static Random Access Memory*), ou seja, muito mais recursos para programas maiores e mais complexos. A *Arduino DUE*® possui 54 pinos digitais de entrada ou saída,

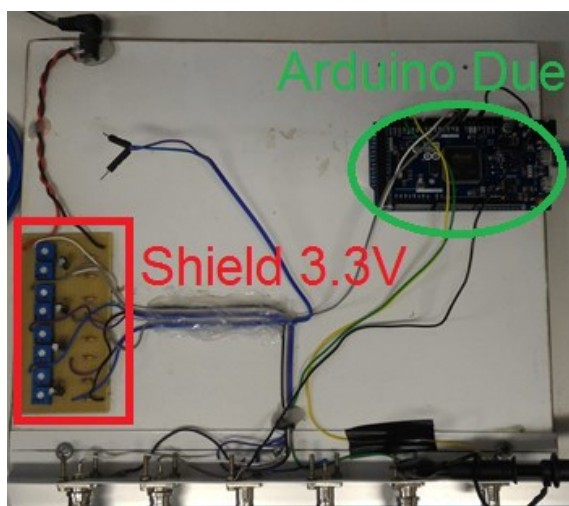
onde 12 desses podem ser utilizados para controle PWM (Pulse-Width Modulation) aumentando a capacidade de controle PWM se comparada a *Arduino UNO* que possui apenas 6 saídas PWM (EMBARCADOS, 2017).

Os conversores analógicos-digital (ADC) dessa placa, são incrivelmente mais rápidos e podem operar em até 1 MHz de Frequência de amostragem. Essa nova placa possui 12 entradas de ADC, com 12 bits de resolução. Os responsáveis pelo software para prototipagem estão adaptando as bibliotecas do *Arduino* para aproveitar ao máximo a velocidade de processamento e dos periféricos. Além disso, possui dois 2 conversores digital-analógicos (DAC) de 12 bits, o que permite muito mais versatilidade a diferentes aplicações. É possível então, ter uma saída com um valor de tensão entre 0 e 3,3V, com 4096 diferentes valores, nesse intervalo (EMBARCADOS, 2017).

Ao se trabalhar com essa placa alguns cuidados devem ser tomados. O microcontrolador opera com 3,3 V. Não é recomendável que se insira nos pinos de entrada digitais tensões acima de 3,6 V (EMBARCADOS, 2017).

Para evitar o problema de ultrapassar os 3,6 V nos pinos de entrada foi então elaborado uma placa de proteção (*shield*) para os pinos de entrada, no caso o mesmos pinos dos microfones, como pode ser visto na figura 2.12. *Shield* de fabricação própria no LAV.

Figura 2.12: Aparato experimental da placa *Arduino Due*® com shield de proteção 3.3V.



Fonte: Autor, 2017

Conforme foi apresentado neste capítulo, como exemplo prático, alguns artigos que trabalharam com DSPACE DS1104® para realizar controle ativo de ruído. Levando em

consideração todos os pontos levantados, a tese teve então por objetivo conseguir realizar o controle ativo de ruído utilizando uma placa de prototipagem *Arduino Due*®. Nos capítulos seguintes serão discutidos a revisão bibliográfica, a modelagem matemática de dutos, simulação numérica e por fim o experimento real e suas conclusões.

CAPÍTULO III

Neste capítulo são apresentados os conceitos do Controle Ativo de Ruído aplicados na Veneziana Acústica (DUTO Retangular), as formulações matemáticas e seus diagramas.

3. Controle Ativo de Ruído em Dutos

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

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

Os controladores ativos de ruído se dividem em dois grandes grupos: os controladores em malha aberta (*feedforward*) e os controladores em malha fechada (*feedback*). O primeiro grupo cancela tanto ruídos de banda estreita (ruídos periódicos) como ruídos de banda larga (ruídos aleatórios) e o segundo grupo é mais eficiente para ruídos periódicos (MINGUEZ, 1998 apud CÁRDENAS, 2005).

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

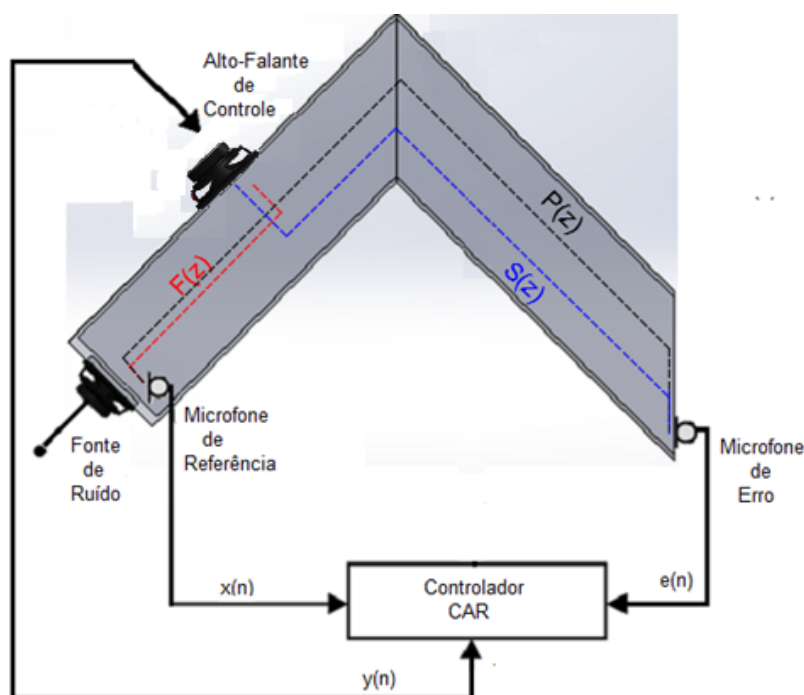
3.1 Sistema de Controle em Malha Aberta (*Feedforward*) de Banda Larga em dutos

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

malha aberta de banda larga (*Broadband Feedforward ANC*) para um duto pode ser visto na Figura 3.1. Quando se dispõe de um sinal que serve como referência do ruído que se deseja cancelar, diz-se que o sistema é de malha aberta. Nesta configuração o sensor de referência mede o sinal indesejado em um ponto anterior e então alimenta um controlador para se obter o cancelamento do ruído em um ponto posterior. Em outras palavras, um sinal de referência $x(n)$ é medido por um microfone próximo à fonte de ruído antes que este passe pelo alto-falante. O controlador digital utiliza o sinal de referência para gerar um sinal $y(n)$ de igual amplitude e fase oposta 180° . O sinal de anti-ruído é utilizado para produzir um som de cancelamento.

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

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



Fonte: Autor, 2017

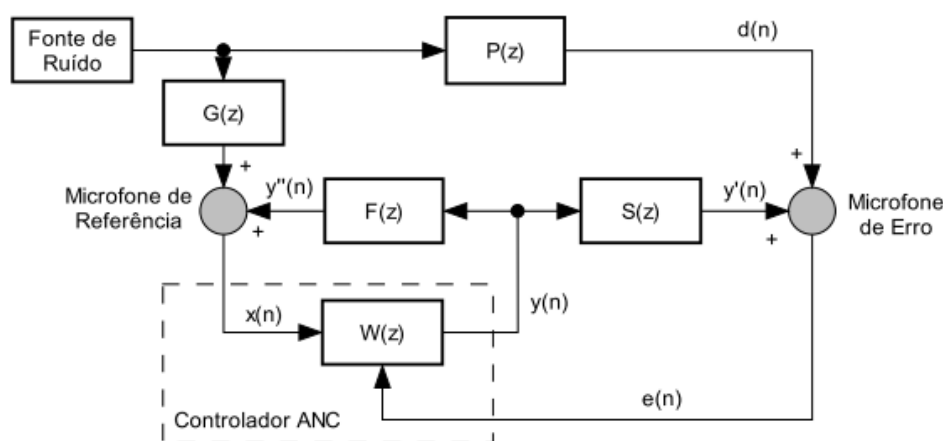
A distância entre o microfone de referência e o alto-falante de cancelamento deve satisfazer o “princípio da causalidade”. Isto significa dizer que o atraso do sinal acústico entre o microfone de referência e o alto-falante deve ser maior ou no mínimo igual ao atraso entre a fonte de ruído e o microfone de referência somado ao atraso entre o alto-falante e o microfone de erro. De outra forma, a causalidade significa que o sinal de referência deve

ser medido de tal forma que exista tempo para se gerar o anti-ruído antes que o ruído chegue ao alto-falante de cancelamento. Além dos atrasos acústicos, deve-se também considerar o atraso gerado pelos cálculos realizados pelo controlador digital (NELSON, 1992).

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

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

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



Fonte: CÁRDENAS, 2005

Os sinais e funções de transferência são:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

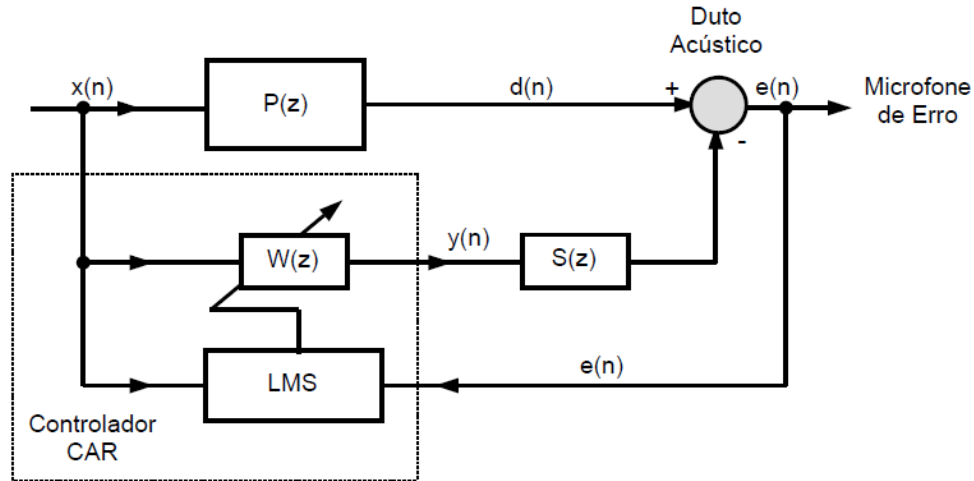
Segundo a figura 3.2, a fonte de ruído produz um sinal indesejado que sofre mudanças em suas propriedades ao longo dos caminhos $G(z)$ e $P(z)$, tornando-se $u(n)$ e $d(n)$, respectivamente. O controlador $W(z)$ recebe o sinal de referência $x(n)$, produzindo uma saída estimada $y(n)$. Esta saída também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

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

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

“*antialiasing*”, os conversores A/D, etc. A figura 3.3 apresenta o diagrama de blocos deste sistema.

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



Fonte: CÁRDENAS, 2005

onde:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

3.1.2 Algoritmo de Controle Filtro-X LMS (FXLMS)

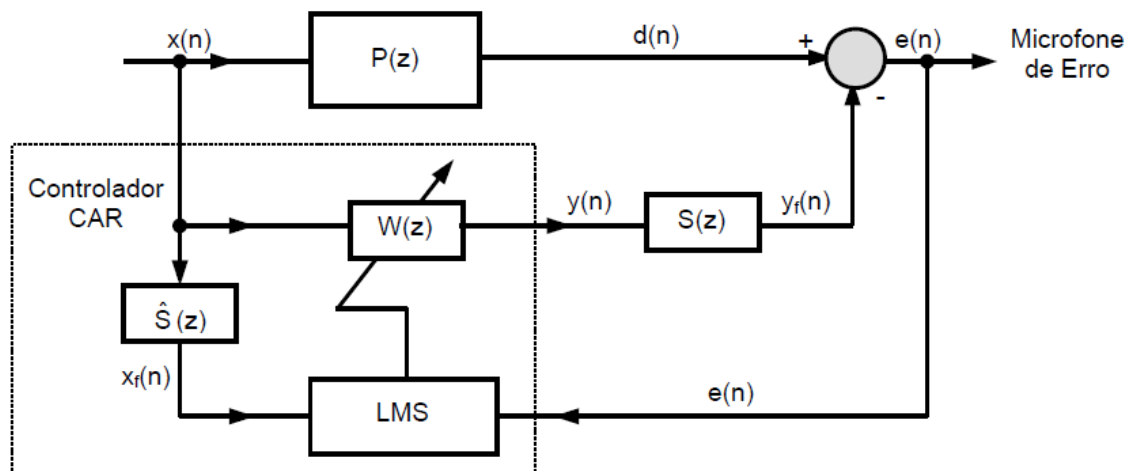
A introdução da função transferência $S(z)$ no caminho secundário do controlador causa, no algoritmo clássico LMS (*Least Mean Square*) de ajustes dos coeficientes do filtro $W(z)$, instabilidade no sistema de controle (Elliott et al., 1985 apud Cárdenas, 2005).

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

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

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

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



Fonte: CÁRDENAS, 2005

onde,

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

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

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

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

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

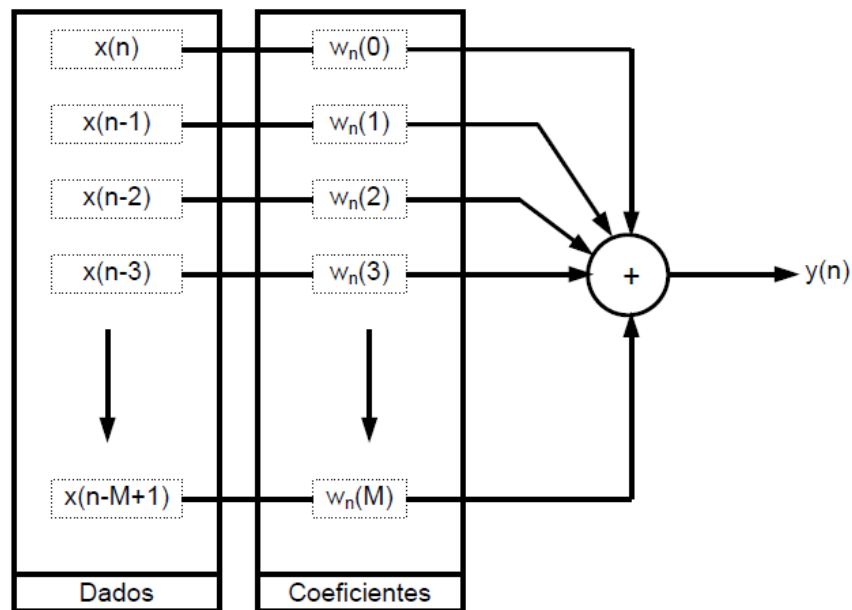
$P(z) \equiv$ Função de transferência entre a fonte de ruído e o microfone de erro (caminho primário).

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

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

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

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



Fonte: CÂRDENAS, 2005

assim:

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

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

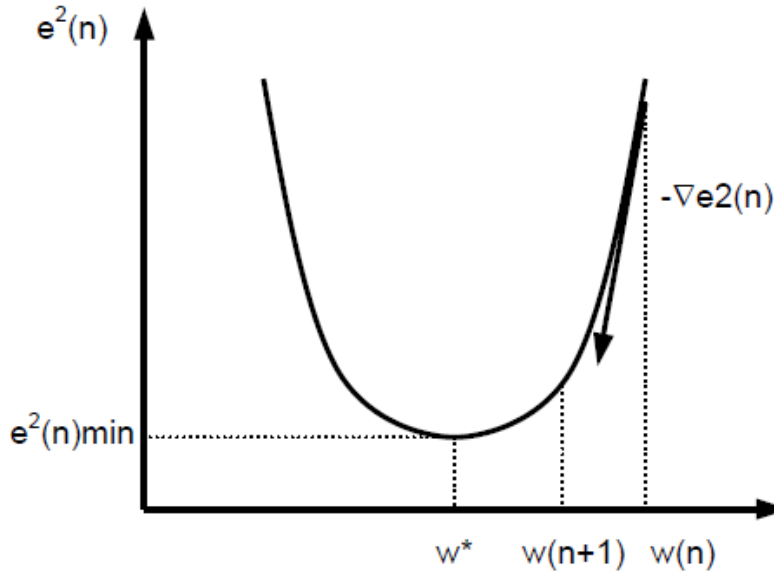
$$e(n) = d(n) - s(n) * [w^T(n) x(n)] \quad (3.4)$$

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

A maioria dos algoritmos adaptativos faz uso de técnicas do gradiente descendente na busca pelos coeficientes ótimos do filtro adaptativo $w(n)$. Nesta abordagem, a direção

de busca pelos coeficientes ótimos é determinada pela direção oposta à do gradiente do erro conforme ilustra o gráfico 3.6.

Gráfico 3.6: Gradiente descendente.



Fonte: Cárdenas, 2005

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$$\mu(n) = \frac{0,1}{(M+1) \sigma^2(n)} \quad (3.10)$$

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

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

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

$$\alpha = \frac{1}{N} \quad 2)$$

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

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

onde $\hat{s}(n)$ é a resposta estimada ao impulso no caminho secundário do filtro $\hat{S}(z)$. O algoritmo *FXLMS* é razoavelmente tolerante a erros realizados na estimativa do caminho secundário $S(z)$ pelo filtro $\hat{S}(z)$. Segundo Morgan (1980), dentro do limite de baixa adaptação, o algoritmo *FXLMS* irá convergir mesmo para erros de aproximadamente 90° graus de defasagem entre $\hat{S}(z)$ e $S(z)$. A lógica do algoritmo de controle FXLMS é apresentada no quadro 3.1.

Quadro 3.1: A lógica do algoritmo de controle FXLMS

1. Inicialização:

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

Potência: $\sigma^2(0) = 1$

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

3. Parâmetro α

4. Cálculo da saída do filtro FIR:

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

5. Cálculo da entrada Filtrada:

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

6. Estimação da potência de $x_f(n)$:

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

7. Cálculo do passo de adaptação:

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

8. Atualização dos coeficientes:

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

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

A modelagem da função de transferência $S(z)$ devido a mesma ser desconhecida, será demonstrada na secção 3.3 deste capítulo (Estimativa *Off-line* do Caminho Secundário).

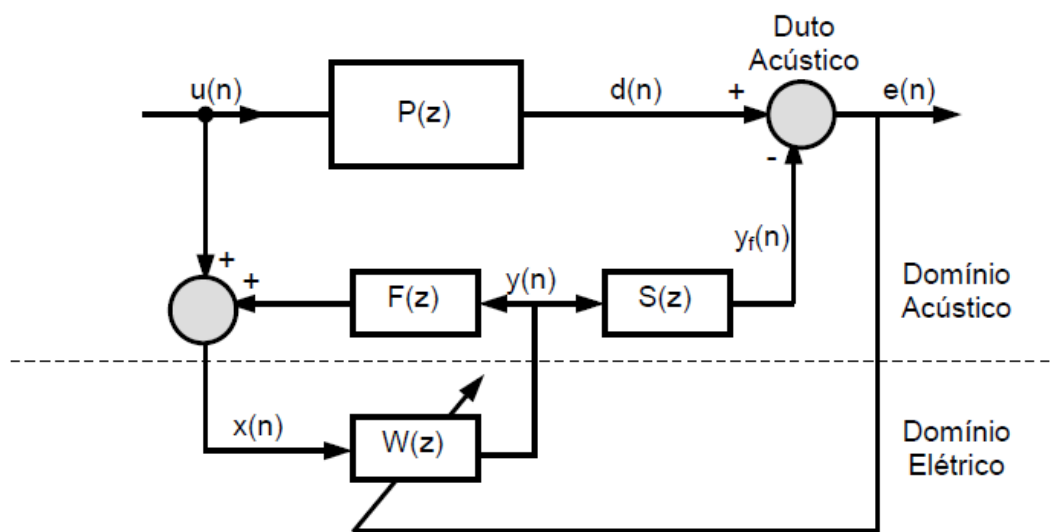
Pode se observar na figura 3.1 que quando é emitido o sinal de controle no alto falante de cancelamento, este sinal também influencia no microfone de referência, este fenômeno é chamado de realimentação acústica. A seguir tem-se um apanhado sobre este fenômeno e suas soluções.

3.1.3 Efeitos e soluções de Realimentação Acústica

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

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

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



Fonte: CÁRDENAS, 2005

onde,

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

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

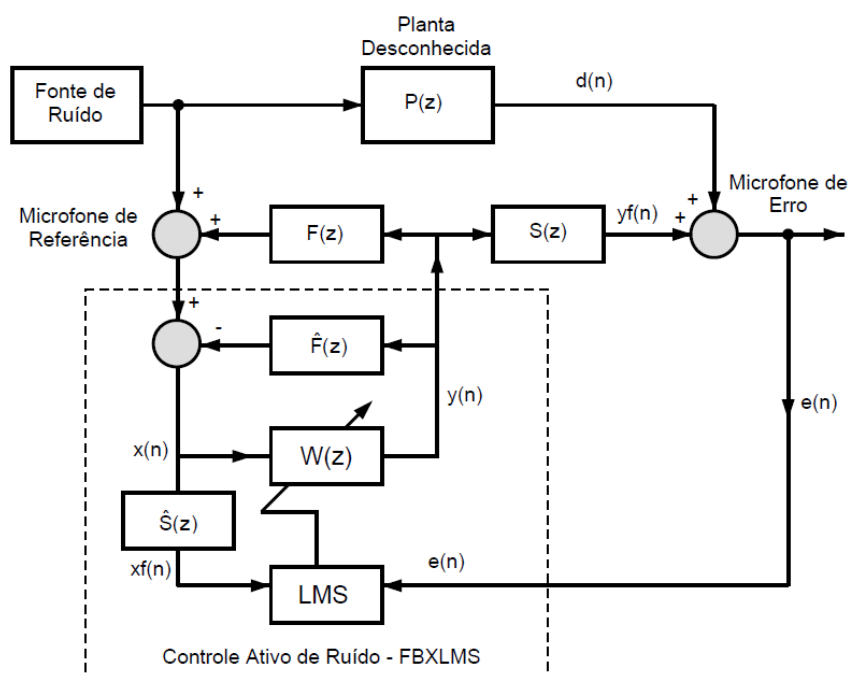
- Uso de microfones e alto falantes direcionais (Tichy et al. 1983).
- Uso de um filtro adaptativo em tempo real colocado em paralelo com o caminho de retorno na parte de realimentação acústica (Poole et al, 1984).
- Uso de sinais de compensação para cancelar os efeitos do retorno acústico (FBXLMS). Sinais gerados através de um filtro de compensação cujos coeficientes são determinados off-line através de um treinamento (Kuo et al, 1996)
- Uso de filtros adaptativos IIR (ERIKSSON et al, 1996).

3.1.3.1 Compensador de Realimentação Acústica FBXLMS

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

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

Figura 3.8: Controlador Ativo de Ruído utilizando algoritmo FBFXLMS.



Fonte: CÀRDENAS, 2005

onde:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

3.1.3.2 Filtro adaptativo IIR

O filtro FIR é em algumas metodologias substituído por um filtro IIR (*infinite impulse response*). Tal filtro que procura modelar o controlador $w(z)$, envolve na sua estrutura um número menor de parâmetros, veja equação (3.15), O filtro IIR apresenta na sua estrutura zeros e pólos do sistema físico.

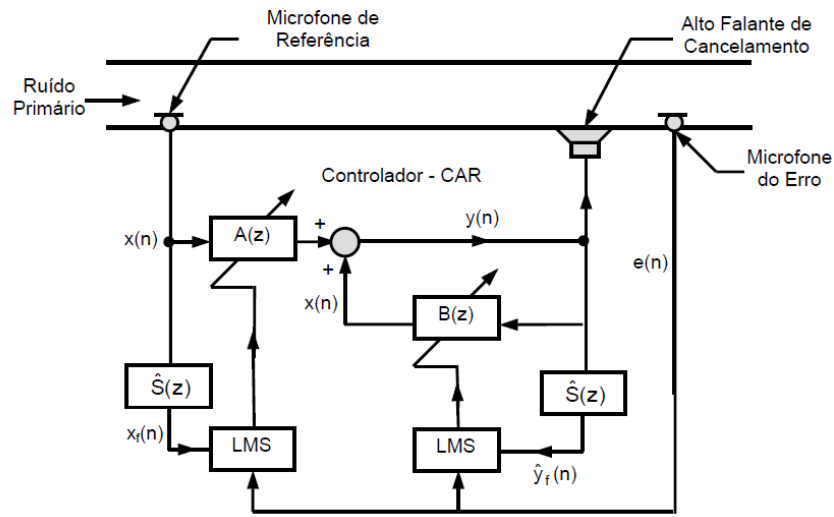
Os pólos de um filtro IIR possibilitam a obtenção de boas características do controlador com estruturas de baixa ordem, precisando de menos operações aritméticas (LAUGESSEN, 1993). No entanto os filtros adaptativos IIR possuem algumas desvantagens:

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

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

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

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



Fonte: CÁRDENAS, 2005

onde,

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

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

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

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

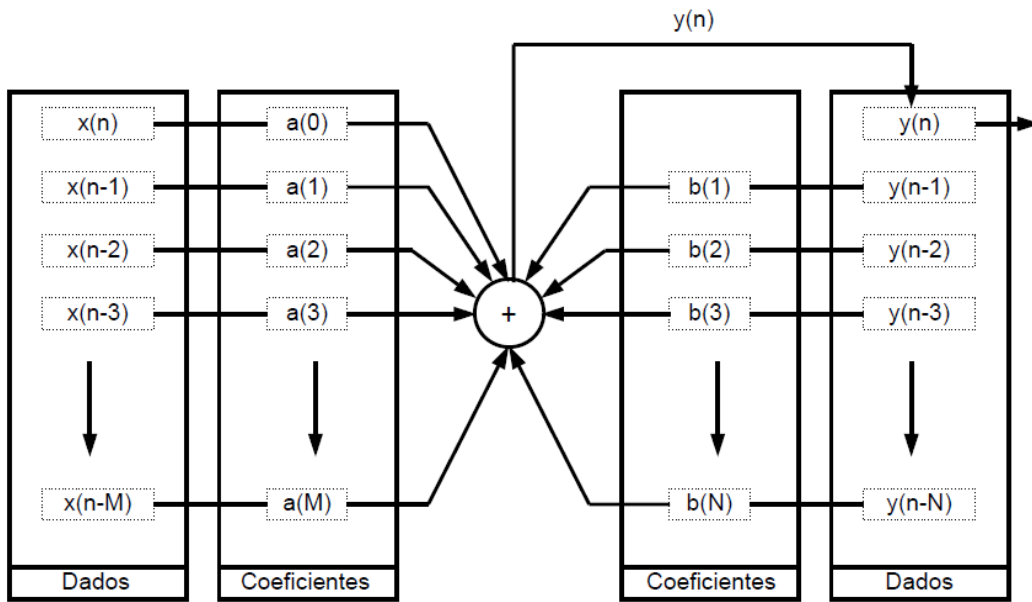
$A(z) \equiv$ Filtro Digital Adaptativo A.

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

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

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

Figura 3.10: Estrutura do Filtro Digital Tipo IIR.



Fonte: CÂRDENAS, 2005

assim:

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

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

Alguns algoritmos adaptativos podem ser utilizados para encontrar um conjunto de coeficientes de a_M e b_N para minimizar o sinal do erro $e(n)$. Em 1976 Feintuch sugere um algoritmo recursivo LMS, denominado Filtro – U LMS, para o CAR. Nesta metodologia os coeficientes do filtro são dados por:

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

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

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

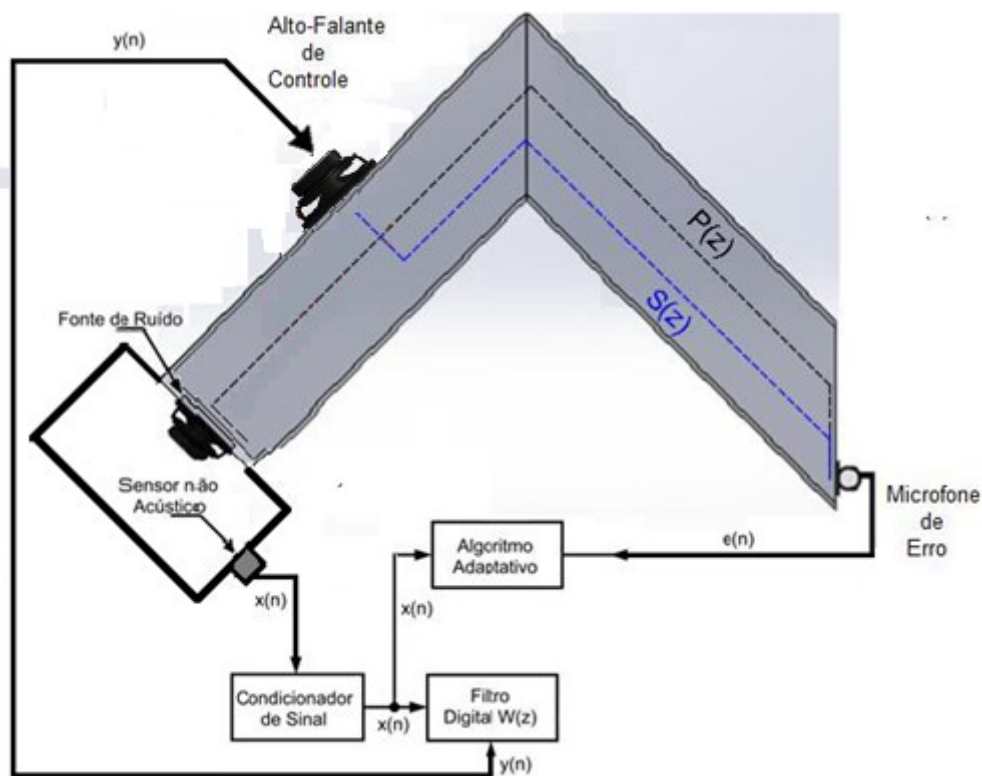
No entanto os filtros IIR apresentam problemas de instabilidade ocasionados pelos pólos e zeros que a função de transferência possui. Por este motivo a utilização de filtros IIR não é muito comum em aplicações de CAR.

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

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

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

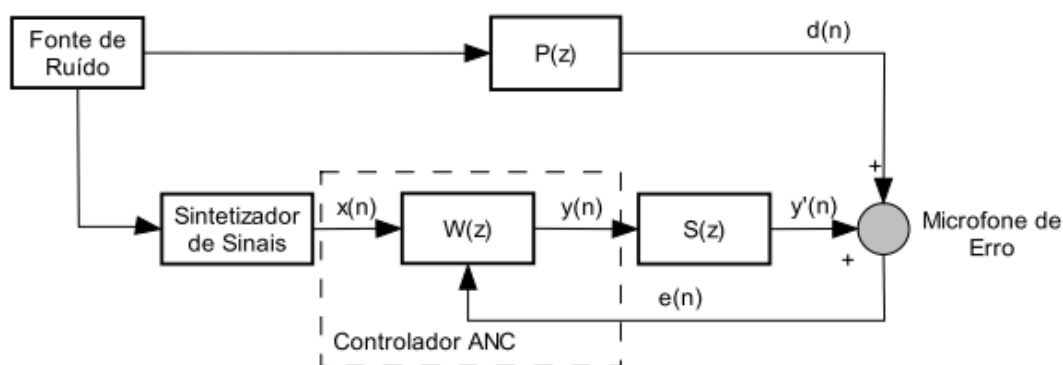
Figura 3.11: Controle ativo de ruído em malha aberta de banda estreita



Fonte: Autor, 2017

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

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



Fonte: CÁRDENAS, 2005

onde, os sinais e funções de transferência são:

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

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

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

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

$P(z) \equiv$ Caminho Primário.

$S(z) \equiv$ Caminho Secundário.

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

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

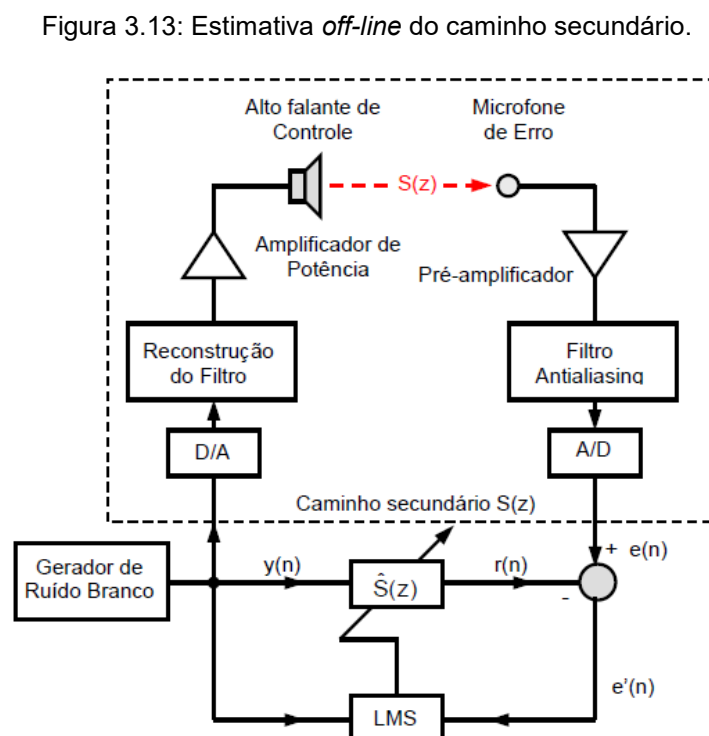
- Problemas de degradação física do microfone de referência em ambientes agressivos são eliminados. Isto é importante do ponto de vista de engenharia, por causa da dificuldade de medir o ruído de referência em altas temperaturas e dutos de gás turbulentos como em sistemas de exaustão.
- Os problemas de causalidade são eliminados devido à periodicidade do ruído. A forma de onda do ruído possui componentes em frequência constantes.

- Somente ajustes em amplitude e fase são necessários. Isto permite maior flexibilidade no posicionamento do alto-falante de cancelamento.
- O controlador tem a habilidade do cancelamento seletivo, ou seja, somente alguns harmônicos precisam ser controlados independentemente (filtros notch).
- É necessário modelar somente parte da função de transferência da planta acústica relacionada com os tons harmônicos. Um filtro FIR com poucos coeficientes pode ser usado, melhorando a eficiência computacional.
- A realimentação acústica indesejada do alto-falante de cancelamento no microfone de referência é eliminada.

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

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

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



Fonte: CÁRDENAS, 2005

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

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

Quadro 3.2: O algoritmo para estimar o caminho secundário

1. Inicialização:

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

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

2. Gerar o ruído branco $y(n)$. (Aproximadamente 10 segundos)

3. Cálculo da saída do filtro adaptativo FIR:

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

4. Compute a diferença:

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

A função de transferência do caminho secundário $S(z)$ também pode ser estimada utilizando-se uma aproximação polinomial por um modelo ARX (AGUIRRE, 2000). Esta modelagem pode ser realizada através de um pacote de identificação de sistemas, como alguns oferecidos pelo Matlab® (NUÑEZ et al., 2004).

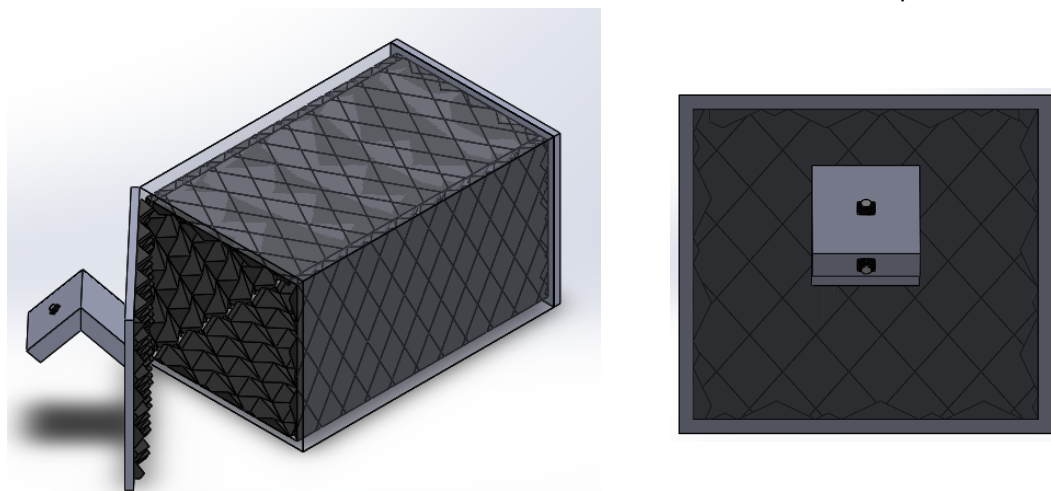
CAPÍTULO IV

Neste capítulo serão apresentadas as metodologias utilizadas na realização das simulações numéricas (MEF - Métodos de Elementos Finitos) utilizando *software Salome Meca* e *Code-Aster* nas quais deram embasamento teórico para aplicabilidade no experimento apresentado no capítulo VI. Apresentam-se ainda os resultados obtidos destas metodologias e suas FRF's (Funções Resposta em Frequência).

4.1 Simulações Numéricas

O *Code Aster* é um *software* aberto de simulação em Elementos Finitos (MEF – Metodo de Elementos Finitos, ou do Inglês FEM - *Finite Elements Method*) que permite modelar em duas e três dimensões vários tipos de estruturas. O *software* permite realizar análises estruturais, dinâmicas, térmicas, campo magnético e iteração fluido-estrutura, entre vários outros modos de análises. Nesta tese será utilizado três elementos para modelagem do duto. O modelo 3D foi elaborado via SolidWorks® (*software* de CAD para elaborar elementos 2D e 3D) conforme visto na figura 4.1. A malha, ou seja, a estrutura base para análise em elementos finitos que descreve sua geometria, foi gerada pelo *Salome Meca*.

Figura 4.1: Desenho desenvolvido no *SolidWorks*®, mostrando a caixa e suas espumas acústicas internas.



Fonte: Autor, 2017

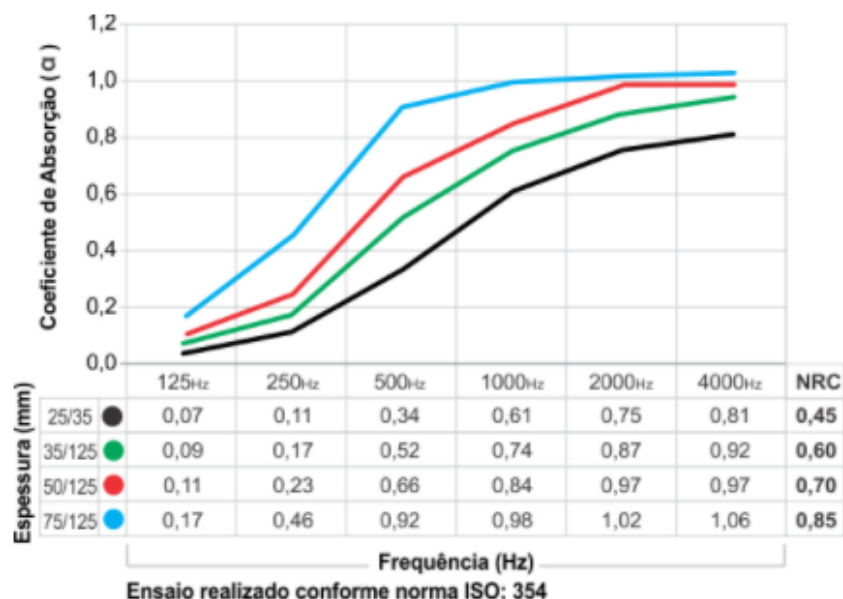
Como pode ser visto na figura 4.1, a caixa foi colocada em transparência para que possa ser visto a configuração “anecóica” da espuma acústica utilizada. A espuma utilizada foi uma *Sonex*® 75/125, como pode ser mostrada na figura 4.2, cujos coeficientes de absorção estão mostrados na figura 4.3.

Figura 4.2: Espessura de 75 mm e cunhas de 125mm da espuma acústica utilizada.



Fonte: <http://www.owa.com.br>

Figura 4.3: Curva de coeficiente de absorção do material utilizado para revestimento da caixa.

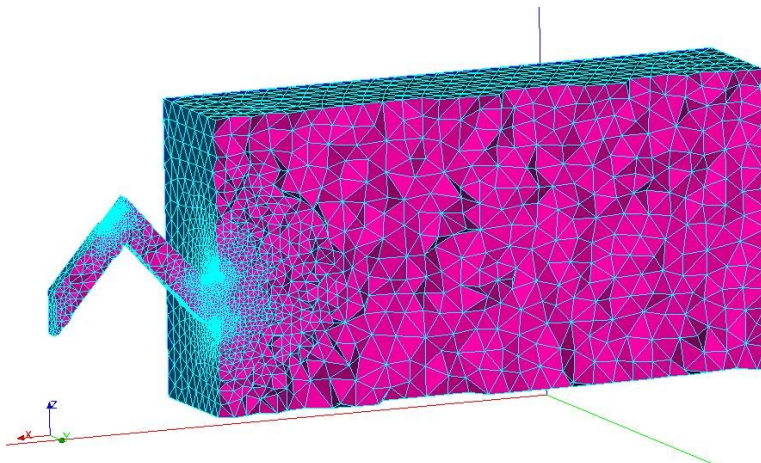


Fonte: <http://www.owa.com.br>

Como pode ser observado na figura 4.3 os valores dos coeficientes de absorção para os ensaios: 125 Hz = 0,17, 250 Hz = 0,46, 500 Hz = 0,92, 1000 Hz = 0,98, 2000 Hz = 1,02 e 4000 Hz = 1,06. O valor do NRC é de 0,84. Como esta tese trata-se de baixas frequências, consideramos somente até 1000 Hz.

Considerando que o *software* necessita de uma malha adequada para que possa ser realizado o experimento de fluido. A figura 4.4 mostra uma visualização geral da malha utilizada nas simulações.

Figura 4.4: Caixa com malha tetraédrica e refinamento nas áreas de interesse.



Fonte: Autor, 2017

Para realização das simulações numéricas foram utilizados dois modelos experimentais diferentes, o primeiro modelo como mostrado na figura 4.5, onde o falante atuador do sistema CAR foi posicionado no centro da veneziana acústica.

Figura 4.5: Falante atuador centralizado no corpo da veneziana acústica



Fonte: Autor, 2017

O segundo modelo foi determinado em uma posição aleatória, consequentemente saiu a esquerda superior da veneziana conforme mostrado na figura 4.6.

Figura 4.6: Falante atuador colocado a esquerda superior do corpo da veneziana acústica



Fonte: Autor, 2017

Esta segunda configuração foi executada somente na simulação numérica, para que fossem analisadas novas funções de resposta em frequência e seu comportamento no duto retangular da veneziana acústica.

4.1.1 Simulações Numéricas 1º Modelo (Atuador Centralizado)

Antes de executar a simulação numérica foram determinados os seguintes parâmetros para que o sistema reconheça o fluido (AR) passando pela veneziana acústica e sua pressão sonora. Foram adotadas as seguintes dimensões para executar as simulações numéricas do primeiro modelo.

- **Dimensões máximas das arestas dos elementos:**

20mm – padrão

10mm – regiões de transição

05mm – atuadores e receptores

A topografia da malha é determinada por elementos de duas e três dimensões, devido ao seu custo computacional e conseguir unir as malhas que estão em geometrias mais hostis (curva, quebra de canto, perpendicularidade e outros).

- **Topografia da malha:**

Nós = 15239

Elementos 2D (triângulos) = 8060

Elementos 3D (tetraédricos) = 76941

As impedâncias acústicas foram obtidas ensaiando uma amostra da espuma (Sonex®) no tubo de impedância do LAV. Nas simulações utilizou-se, em função da faixa de frequência, os seguintes valores:

- **Impedância acústica:**

100 a 168Hz = 3329 -3873j

169 a 337Hz = 1352 -1300j

338 a 675Hz = 553 -220j

676 a 1000Hz = 553 -220j

A impedância acústica apresenta valores complexos nas frequências adotadas, os números inteiros representam a parte reativa e o número complexo a parte indutiva. No sistema do *Code Aster*, não há a necessidade de avaliar o sistema como fluido-estrutura, somente como fluido. No entanto ele necessita dos valores reativos e indutivos e dos valores da propriedade do fluido para poder realizar as simulações de forma correta.

- **Propriedades do Fluido:**

Tabela 4.1: *Fluid30 (Presente e Ausente – AR):*

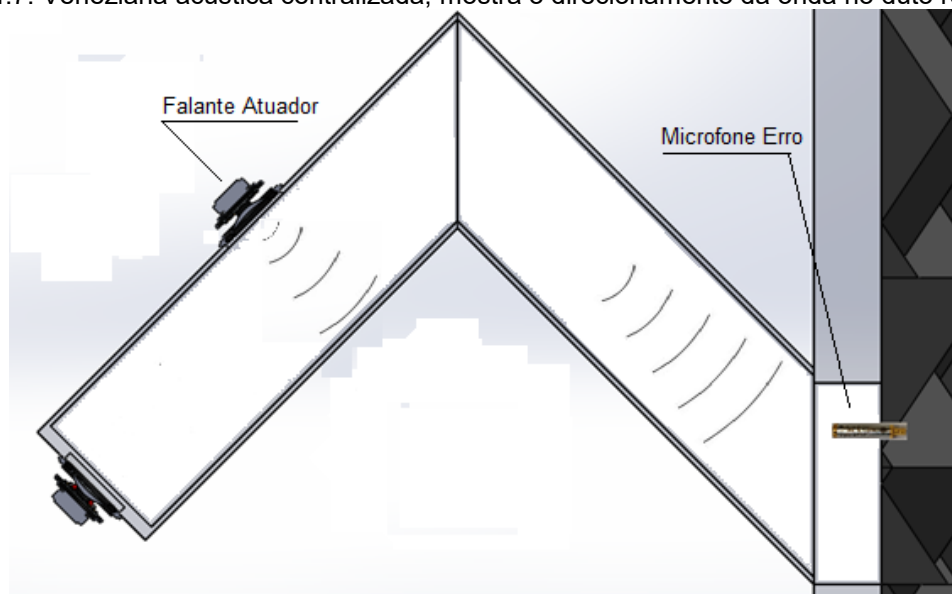
Velocidade do Som [m/s]	342
Densidade ρ_p [kg/m ³]	1,21

Na simulação numérica não foi utilizada o cálculo de fluido-estrutura, foi proporcionado somente a equação na cavidade (ar) e seu comportamento na caixa. Foi utilizado nas equações as impedâncias complexas variadas conforme as frequências.

Na figura 4.7 pode ser observado como a onda acústica irá se comportar, ou seja, a onda sonora se inicia no alto-falante atuador (Z) e será medido pelo microfone de erro. A

partir desta leitura a simulação irá realizar os devidos cálculos de função transferência daquele caminho entre o atuador e o microfone de erro.

Figura 4.7: Veneziana acústica centralizada, mostra o direcionamento da onda no duto retangular.



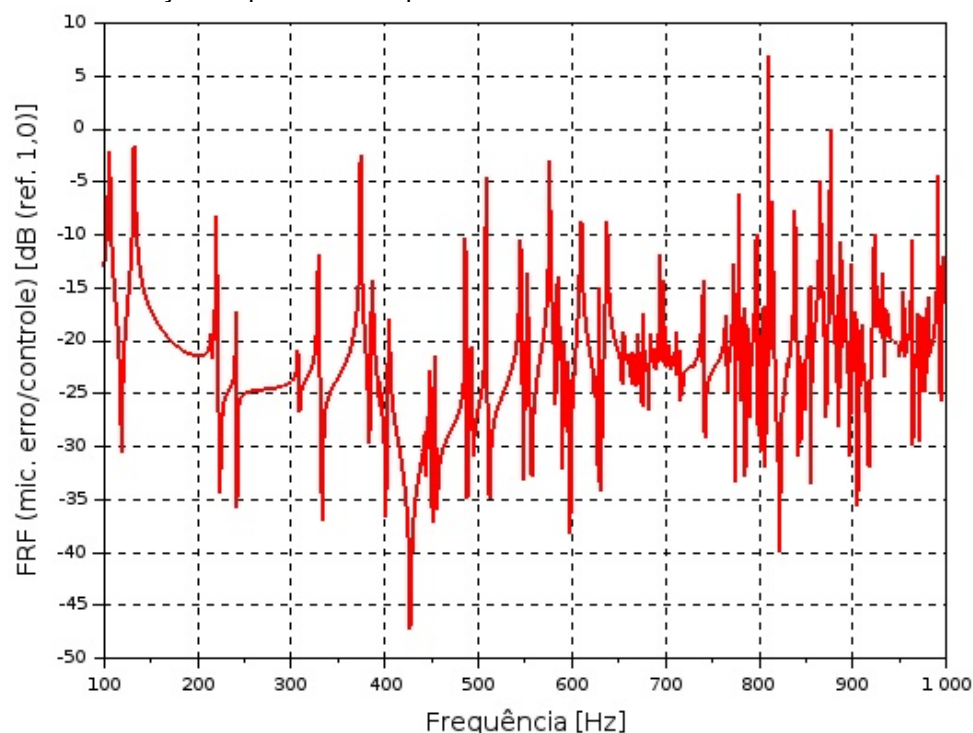
Fonte: Autor, 2017

Para uma melhor visualização será mostrado nas figuras a seguir o comportamento da onda acústica e sua função resposta em frequência, quando aplica-se uma certa velocidade na membrana do alto-falante atuador. Para o modelo I tem-se então os seguintes resultados:

- **Função Resposta em Frequência (FRF):**

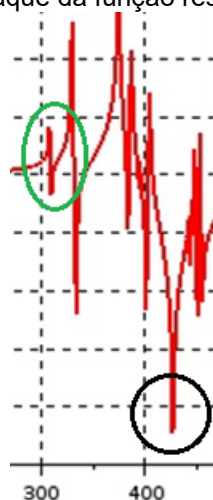
Na apresentação da função resposta em frequência, é possível visualizar as frequências que apresentam-se nas regiões de ressonância e anti-ressonância. Como já foi explicado no capítulo I, de acordo com Miranda (2013). O controle ativo de ruído não será eficiente se a posição dos microfones coincidir com uma área de anti-ressonância. O gráfico 4.8 mostra a FRF do sistema atuador centralizado e microfone de erro posicionados conforma mostrados nas figuras 4.5 e 4.7.

Gráfico 4.8: Função resposta em frequência do sistema veneziana acústica centralizada.



Como pode ser visto na FRF apresentada, pode-se observar várias frequências que se encontram em regiões de ressonância e anti-ressonância. Como pode ser visto no gráfico 4.8 tem-se uma frequência em destaque: a frequência de 427 Hz, que coincide com uma região de anti-ressonância. O gráfico 4.9 mostra duas regiões em destaque com círculos verde para 305 Hz, e círculo preto para 427 Hz. Esta figura mostra duas frequências distintas com comportamentos bem diferentes na utilização do sistema CAR, como será visto no capítulo seguinte.

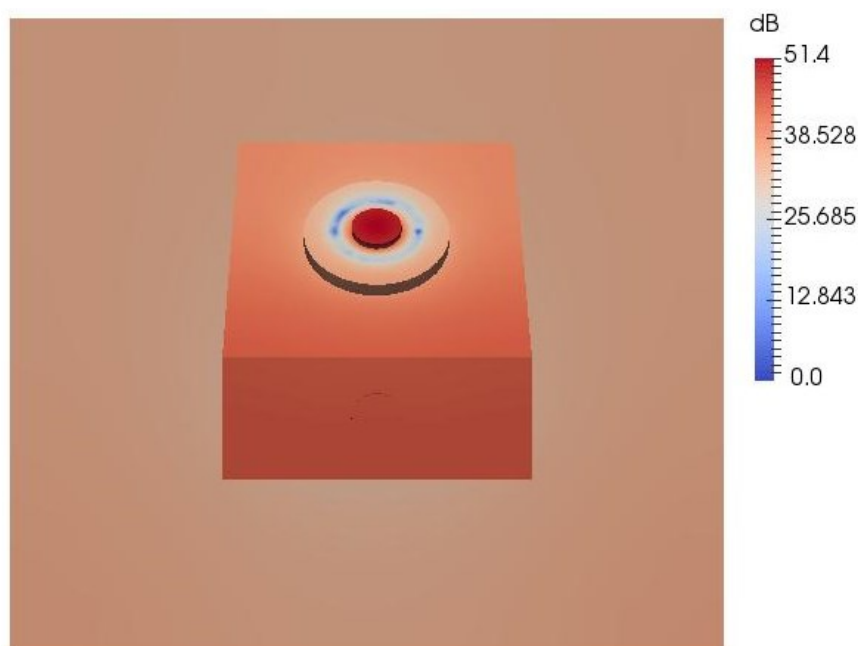
Gráfico 4.9: Áreas em destaque da função resposta em frequência.



- **Comportamento acústico na caixa em 305 Hz atuador centralizado:**

Esta simulação foi realizada para mostrar que a região de 305 Hz na FRF apresentada no gráfico 4.9, mostra que esta frequência não será problema para o sistema CAR. A nível de comparação foram realizados os testes, e as figuras a seguir mostram o comportamento acústico na caixa acústica. A figura 4.10 mostra o comportamento acústico na veneziana, vista frontal.

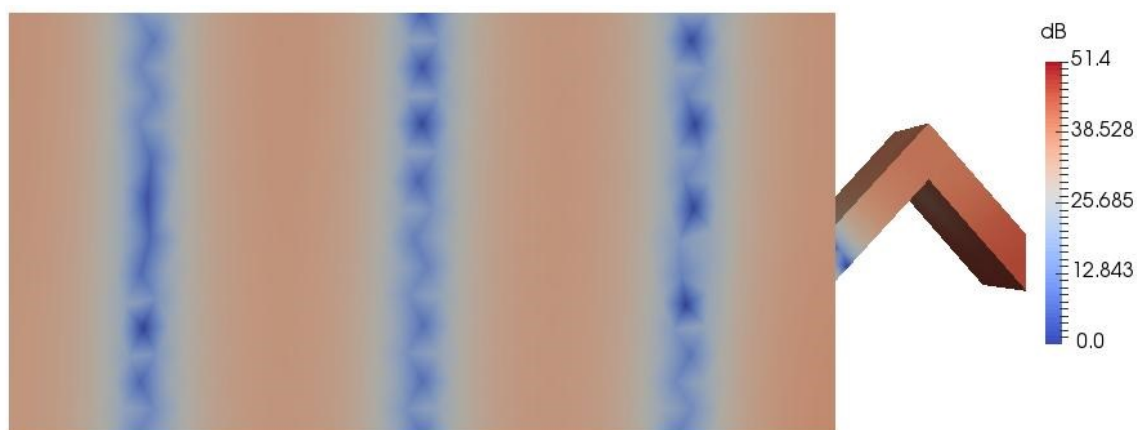
Figura 4.10: Comportamento da onda acústica em 305 Hz, falante atuador centralizado, vista frontal.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto com o alto-falante centralizado a frequência de 305 Hz não está em uma área de anti-ressonância. A figura 4.11 mostra o comportamento da onda acústica na vista lateral.

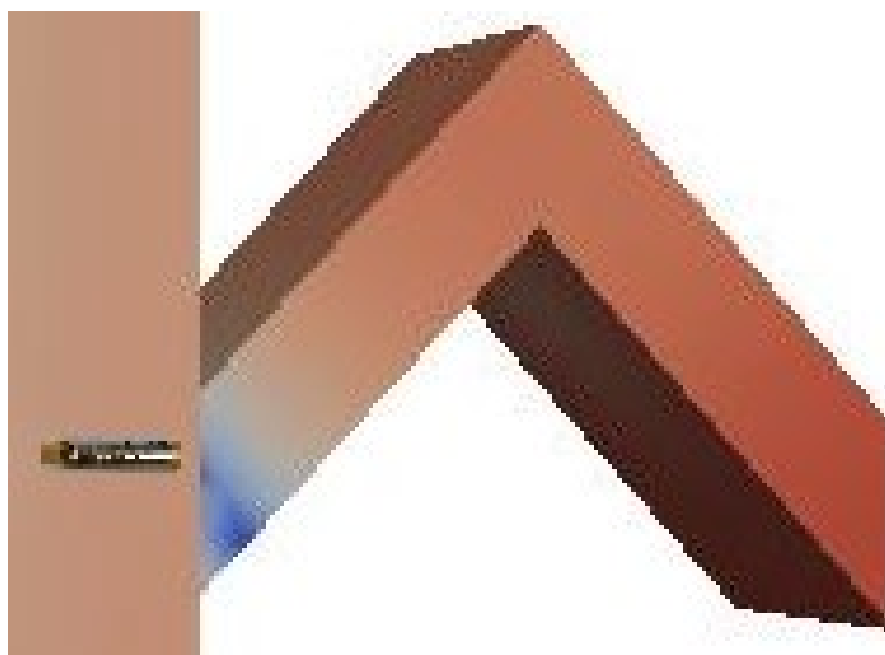
Figura 4.11: Comportamento da onda acústica em 305Hz, falante atuador centralizado, vista lateral.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto, o microfone encontra-se em uma área normal, portanto pode ser considerado que nesta frequência será possível atuação do controle ativo de ruído. A figura 4.12 mostra uma ampliação visual na área do microfone de erro.

Figura 4.12: Ampliação visual, mostrando posicionamento do microfone de erro.



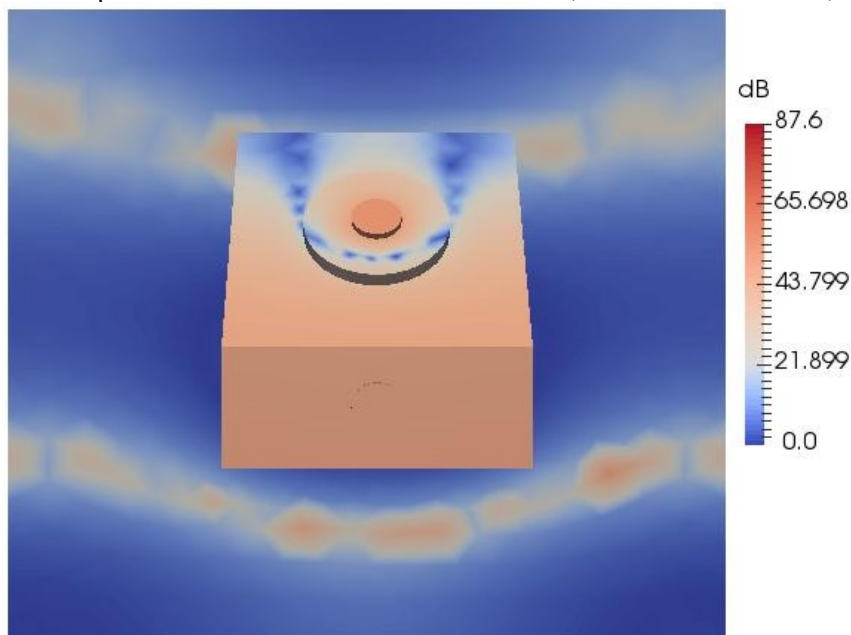
Fonte: Autor, 2017

Considerando as figuras de 4.11 e 4.12, e a FRF apresentada no gráfico 4.9, pode ser observado que na frequência de 305 Hz, com alto-falante atuador centralizado, os resultados serão positivos para o sistema CAR. A partir desta simulação, acredita-se que o sistema CAR irá funcionar para esta frequência. Considera-se então que a região de 300 a 350 Hz terá então bons resultados.

- **Comportamento acústico na caixa em 427Hz atuador centralizado:**

As figuras que serão apresentadas a seguir mostram o comportamento acústico dentro da caixa a partir da FRF apresentada na figura 4.9, conforme simulado no *software Code Aster*. A figura 4.13 mostra o campo acústico na vista frontal tendo a veneziana acústica em destaque com alto falante atuador centralizado.

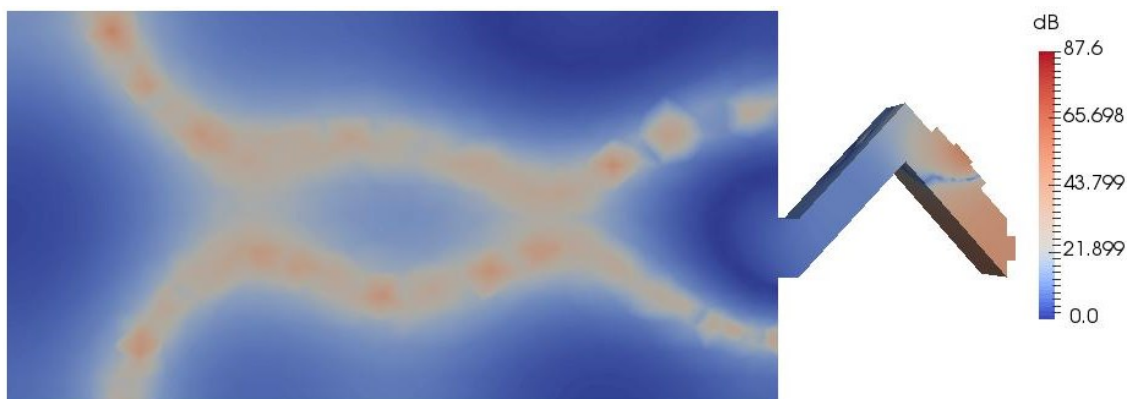
Figura 4.13: Comportamento da onda acústica em 427Hz, atuador centralizado, vista frontal.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser observado na figura, tem-se uma pequena área circular onde encontra-se um “nó acústico” no modelo. Observa-se uma região em azul, que representa uma pressão sonora muito baixa, sendo considerado como uma zona de silêncio, ou seja, nesta área não se tem ruído algum, como pode ser visto na régua em escala dB que se encontra a direita da figura 4.13. O nível de pressão sonora máximo para este modelo é de 87,6 dB. Na figura 4.14 pode ser observado o comportamento do campo acústico dentro da caixa na vista lateral.

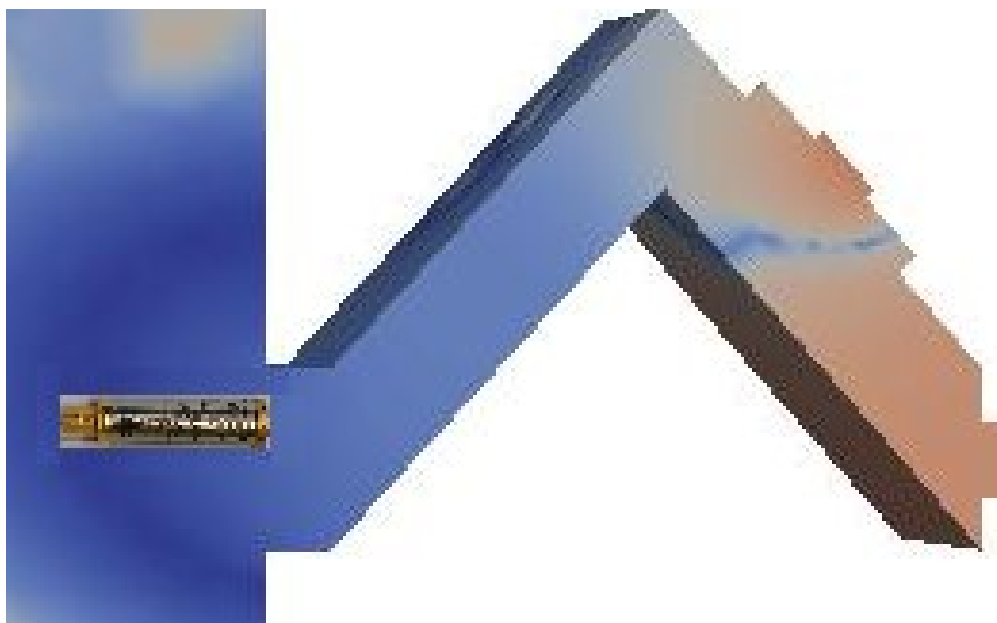
Figura 4.14: Comportamento da onda acústica em 427Hz, atuador centralizado, vista lateral.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser observado na figura 4.15 o microfone de erro encontra-se em uma área que está em azul, portanto o sistema de controle não irá funcionar pois o mesmo encontra-se em uma área de anti-ressonância, ou também conhecido como nó no sistema.

Figura 4.15: Ampliação visual, mostra onde se encontra o posicionamento do microfone de erro.



Fonte: Autor, 2017

Considerando as figuras anteriores 4.14 e 4.15, e a FRF apresentada no gráfico 4.8, observa-se que para a frequência de 427 Hz, possivelmente haverá problemas com o sistema CAR pelo fato do microfone se encontrar em uma zona de silêncio (nó) do sistema. A partir desta simulação, pode-se acreditar que o sistema CAR não irá funcionar para esta

frequência. Portanto acredita-se que na região de 400 a 450 Hz não haverá bons resultados para o sistema CAR.

4.1.2 Simulações Numéricas 2º Modelo (Atuador Deslocado a Esquerda Superior)

Da mesma forma que foram executadas as simulações para o primeiro modelo, o segundo modelo apresenta algumas pequenas diferenças em sua topografia.

- **Dimensões máximas das arestas:**

20mm – Padrão

10mm – Regiões de transição

5mm – atuadores e receptores

- **Topografia da malha:**

Nós = 25983

Elementos 3D (Tetraédrico) = 29281

Elementos 2D (Triângulo) = 20328

- **Impedância acústica:**

100 a 168Hz = 3329 -3873j

169 a 337Hz = 1352 -1300j

338 a 675Hz = 553 -220j

676 a 1000Hz = 553 -220j

- **Elementos utilizados:**

Tabela 4.2: *Fluid30 (Presente e Ausente – AR):*

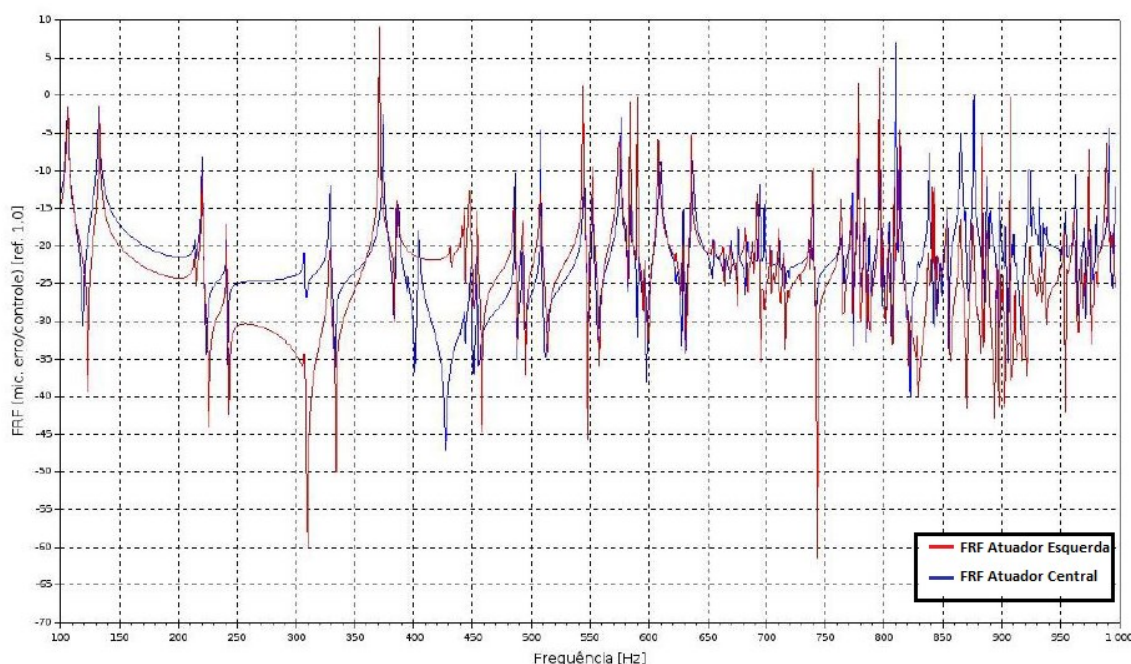
Velocidade do Som [m/s]	342
Densidade ρ_p [kg/m ³]	1,21

Foram determinadas quatro faixas de frequências de Impedância distintas para o modelo, estes valores estão mostrados no gráfico apresentado na figura 4.3.

- **Comportamento acústico na caixa em 427Hz atuador deslocado para esquerda:**

Uma das simulações realizadas foram a do deslocamento do alto-falante atuador na veneziana acústica, tendo em mente que a sua FRF iria ser alterada devido a este deslocamento. As figuras a seguir irão mostrar o comportamento acústico na caixa na frequência de 427Hz com atuador deslocado para esquerda. O gráfico 4.18 mostra a nova FRF quando alto-falante atuador é deslocado para a esquerda superior. Será apresentado uma FRF comparativa entre as duas situações:

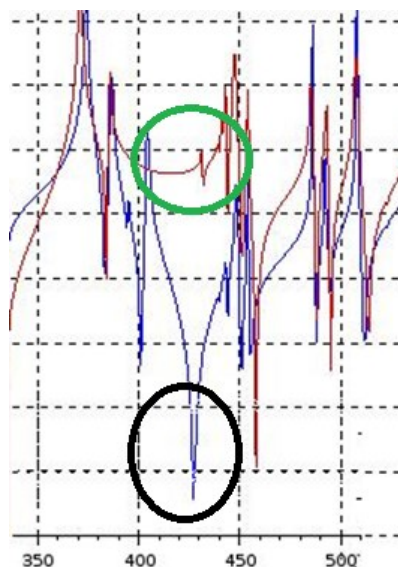
Gráfico 4.16: FRF comparativa entre Atuador centralizado e atuador deslocado para esquerda.



Fonte: Autor, 2017

O gráfico 4.16 mostra as duas FRF's onde pode ser visto o comportamento da onda em 427Hz, antes e após o deslocamento do alto falante atuador. Observa-se que para o segundo modelo esta não é uma região de anti-ressonância. A FRF azul mostra a FRF original, com atuador posicionado no centro da veneziana acústica. A FRF vermelha mostra o comportamento acústico quando o atuador é deslocado para a esquerda superior. O gráfico 4.17 mostra uma ampliação visual nesta área para melhor visualização. Observa-se também outras regiões de anti-ressonância, como 310 Hz, 340 Hz, 745 Hz entre outras.

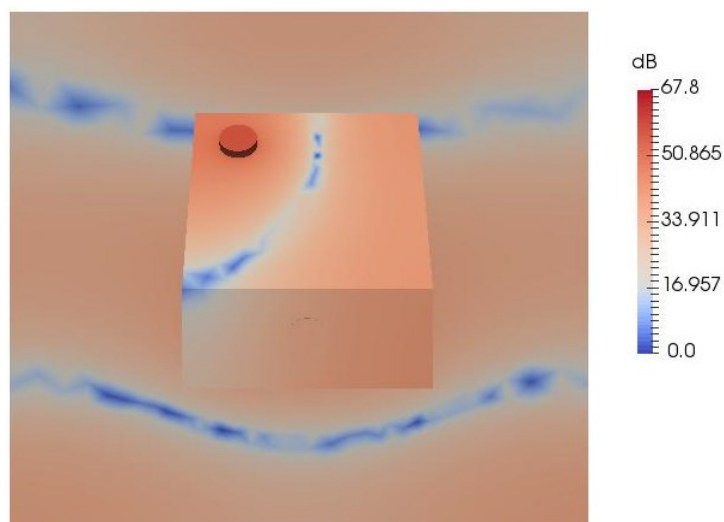
Gráfico 4.17: FRF mostrando a comparação dos posicionamentos do atuador do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto antes com o alto-falante centralizado a frequência de 427Hz encontrava-se em uma região de anti-ressonância como mostrado na circunferência em preto, já com a alteração do posicionamento do alto-falante atuador, observa-se a área circular verde na FRF vermelha que a frequência de 427Hz não se encontra mais em uma região de anti-ressonância. Portanto, neste caso, o controle ativo de ruído irá funcionar sem problemas.

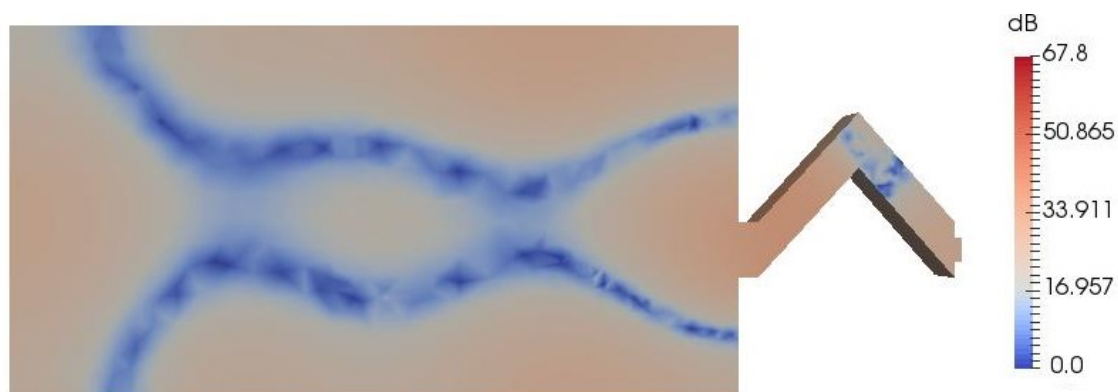
Figura 4.18: Comportamento da onda acústica em 427Hz, vista frontal.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto o comportamento das ondas acústicas são bem diferentes das vistas na figura 4.13 e 4.18. A partir deste experimento tem-se uma máxima de 67,8dB. A figura 4.19 pode ser observado melhor onde o microfone de erro se encontra.

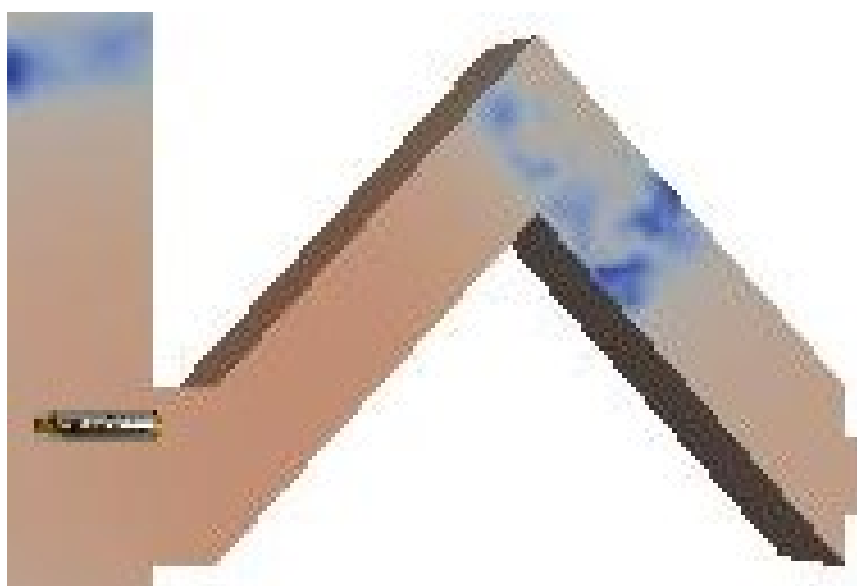
Figura 4.19: Comportamento da onda acústica em 427Hz, atuador deslocado para esquerda superior, vista lateral.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser observado na figura 4.19 o microfone de erro encontra-se em uma área que está em vermelho de alto nível de pressão sonora. Portanto o sistema de controle irá funcionar pois o mesmo encontra-se em uma área de pressão acústica moderada, sem anti-ressonâncias. A figura 4.20 pode ser visto a ampliação visual onde está posicionado o microfone de erro.

Figura 4.20: Mostra onde se encontra o posicionamento do microfone de erro.



Fonte: Autor, 2017

Considerando as figuras anteriores e a FRF apresentada no gráfico 4.17, pode ser observado que na frequência de 427Hz, caso seja alterado o posicionamento do alto-falante atuador, os resultados serão positivos para o sistema CAR na frequência de 427Hz ou nas proximidades desta frequência. A partir desta simulação, acredita-se o sistema CAR irá funcionar para esta frequência ou também como pode ser visto na figura 4.16, a região de 400 a 450Hz haverá então bons resultados.

A simulação numérica, oferece vários outros recursos a serem abordados futuramente. Como por exemplo a utilização de simulações numéricas com duas frequências simultâneas (Exemplificando mais de uma fonte de ruído sendo gerada). Entre outros estudos de fluido-estrutura, ou fluido cavidade que possa desejar. No entanto este capítulo teve como objetivo mostrar o comportamento da onda acústica dentro da caixa e sua veneziana. Lembrando que a caixa acústica foi modelada para exemplificar uma sala silenciosa, e o fato da veneziana estar posicionada para que o ruído entre na caixa e não o contrário.

CAPÍTULO V

Neste capítulo são apresentados as metodologias e os resultados obtidos na bancada experimental de Controle Ativo de Ruído utilizando a veneziana acústica. Utilizando frequências discretas de 150 a 1000 Hz, variando de 50 em 50 Hz. Serão também apresentados os equipamentos utilizados para realização dos experimentos e seu diagrama de ligação.

5.1 Bancada experimental CAR em veneziana acústica

Para conceituação básica de Controle Ativo de Ruído neste experimento inicial, foi considerado o sistema Feedforward FXLMS. Onde uma programação em C++ foi compilada no hardware *Arduino Due*®.

Os equipamentos envolvidos no experimento são os seguintes:

1. Caixa semi-aneecôica tratada acusticamente com espuma *Sonex*®.
2. Microfones *Brüel & Kjær*® de ¼" modelo 4957.
3. Microfone *PCB*® 426E01 ICP ½" pré-amplificado.
4. Condicionador de Sinais *PCB*® modelo 482A20 ®
5. Placa prototipagem *Arduino Due*® Rev3.
6. Placa de Aquisição *National Instruments*® NI 9162 / NI cRIO-9233 (Para aquisição de dados e medir a pressão sonora em dB).
7. Placa de controladores de tensão para entradas do *Arduino Due*® Rev3.
8. Alto falantes de 15 W de potência e 4 Ω de impedância, 50 mm de diâmetro.
9. Veneziana Acústica de 90° com Alto-falantes para realização do Controle e simulação de fonte geradora.
10. Gerador de sinais *Stanford Research Systems*® DS360.
11. Amplificador de fabricação própria com Frequência de Corte em 1200 Hz.
12. Fonte de alimentação tensão +12 V -12 V de fabricação própria.
13. Osciloscópio *Tectronix*® TDS 2012C.
14. Espumas *Sonex*® 75/125 espuma de alta absorção.

O ambiente com a sua veneziana acústica utilizada na bancada experimental tem as mesmas dimensões utilizada nas simulações numéricas. A figura 5.1 mostra o aparato experimental.

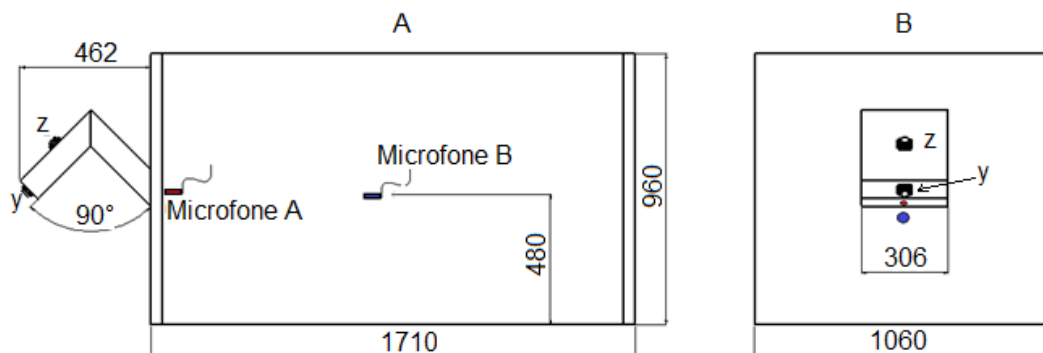
Figura 5.1: Veneziana Acústica construído no LAV.



Fonte: Autor, 2017

A bancada experimental consiste em vários elementos, como pode ser visto nas figuras a seguir. Serão apresentados: as principais dimensões da sala acústica (Caixa acústica semi-anecóica) a veneziana acústica, ambos em MDF com espessura de 15mm em todas as seções.

Figura 5.2: Dimensões da sala com veneziana acústica experimental, A vista frontal, B Vista Lateral Esquerda (dimensões dadas em milímetros).



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na figura 5.2, Y é o alto falante considerado como fonte geradora de ruído e Z é o alto falante de controle, ambos com 2" de diâmetro (50 mm). O círculo menor

em vermelho identifica o posicionamento do microfone A, que é o microfone de Erro do Controlador. O círculo maior azul alto-falantes identifica o microfone B que neste caso seve para análise de nível de pressão acústica.

O microfone A é um *Brüel & Kjaer*®, modelo 4957 com ¼” conforme ilustrado na figura 5.3, e o Microfone B é um *PCB*® 426E01 conforme ilustrado na figura 5.4:

Figura 5.3: Microfones Bruel & Kjaer de ¼” modelo 4957



Fonte: www.bksv.com

As especificações técnicas do modelo Bruel & Kjaer 4957 são:

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

Figura 5.4: Microfone PCB 426E01 ICP ½”



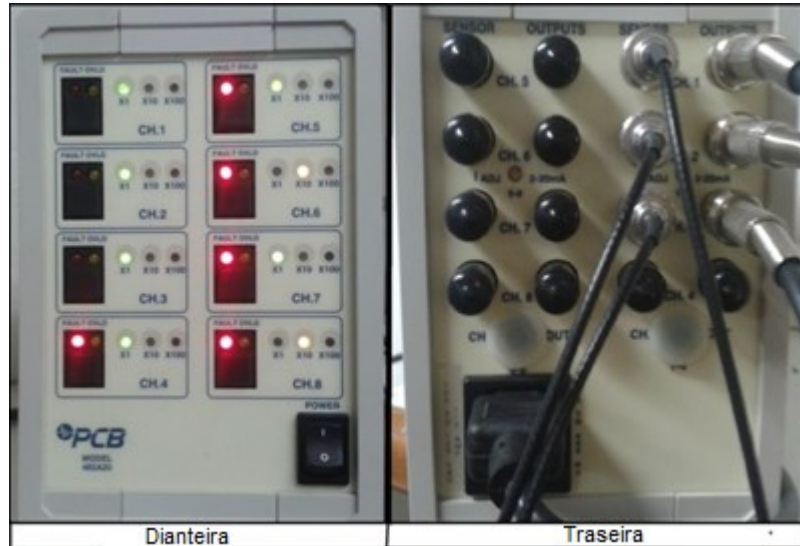
Fonte: www.pcb.com

As especificações técnicas do modelo PCB 426E01 ICP são:

- Sensibilidade: 12.5 mV/Pa (–38 dB re 1 V/Pa)
- Faixa de Frequência: 5.3 a 125000 Hz
- Ganho: - 0.05 dB
- Tensão de saída: ±7 Vpk
- Pre-amplificador interno CCLD TEDS : 11.7 mm - 60 UNS
- Dimensões: 80.7 mm de comprimento e diâmetro de 12.7 mm
- Temperatura: – 40 a + 80°C (-40 a + 176°F)

Utilizou-se ainda o condicionador de sinais da *PCB*® modelo 482A20 conforme apresentado na figura 5.5 para que os sinais dos microfones possam ser amplificados.

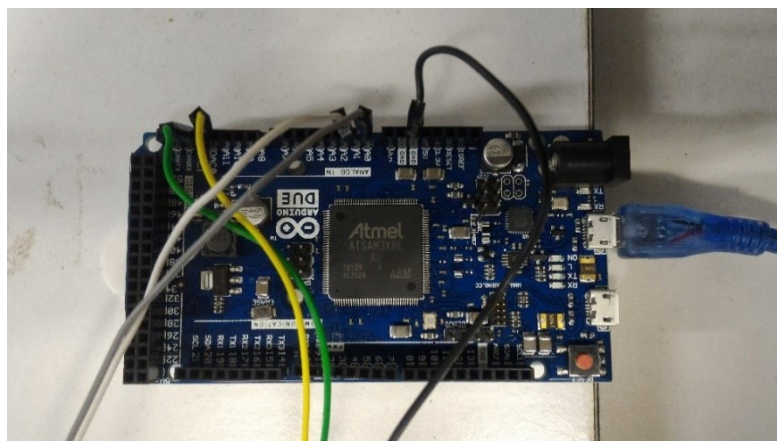
Figura 5.5: Condicionador de sinais *PCB* modelo 482A20, entrada dos microfones saída para *Arduino Due*®.



Fonte: Autor, 2017

Foi utilizado o *Arduino Due*® para aquisição dos dados, tratamento do caminho secundário e realização do CAR na veneziana acústica mostrado na figura 5.6:

Figura 5.6: *Arduino Due*® com suas entradas e saídas devidamente posicionadas para aplicação do controle ativo de ruído.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na figura 5.6, temos cinco cabos de cores distintas. O cabo verde sinaliza a saída DAC1 ligado ao alto falante de controle, o cabo amarelo sinaliza a saída DAC0 (desligado/ servindo como sobressalente em caso de falha do DAC1), o cabo branco sinaliza a entrada analógica A1 sinal recebido pelo gerador de sinais (emulando um sinal de

referência), o cabo cinza sinaliza a entrada analógica A0 sinal recebido pelo microfone A e por fim o cabo preto sinaliza o Terra (GND). O Cabo USB é para comunicação com computador para receber os programas compilados.

Na figura 5.7 pode-se observar a placa analógica/digital da *National Instruments®* que serviu para adquirir dados para análise off-line.

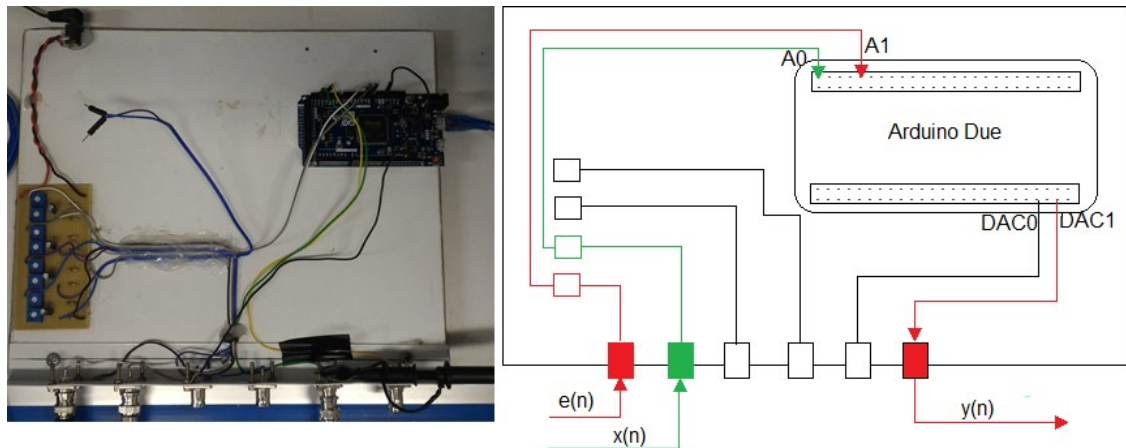
Figura 5.7: Placa de aquisição *National Instruments®* NI 9162 / NI cRIO-9233



Fonte: <http://www.ni.com>

O aparato ao qual a placa controladora necessita para funcionar adequadamente é mostrado na figura 5.8:

Figura 5.8: Aparato de funcionamento adequado do *Arduino Due®*, e seu diagrama de ligação.



Fonte: Autor, 2017

De acordo com a figura 5.8 a simbologia na qual é apresentada tem-se os seguintes significados:

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

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

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

$A_0 \equiv$ Sinal analógico de referência na entrada do *Arduino Due* (sinal direto do gerador de sinais).

$A_1 \equiv$ Sinal analógico do microfone de erro na entrada do *Arduino Due*.

$DAC_0 \equiv$ Sinal digital de saída do *Arduino Due* (desabilitado).

$DAC_1 \equiv$ Sinal digital de saída do *Arduino Due*, sinal de controle para alto falante atuador.

Este aparato mostrado na figura 5.8 é provido de controladores de tensões que protegem o *Arduino Due*® de receber tensões superiores a 3.3V nas entradas analógicas. Nesta tese, após dois Arduinos serem danificados, pode-se compreender a real necessidade deste aparato para funcionamento do *Arduino Due*®. Este equipamento foi construído no próprio laboratório de acústica e vibrações (LAV).

Os alto falantes utilizados nesta tese são de 15W de potência e 4Ω de impedância, 50mm de diâmetro (mais conhecido como alto falante de 2 polegadas), como pode ser visto na figura 5.9:

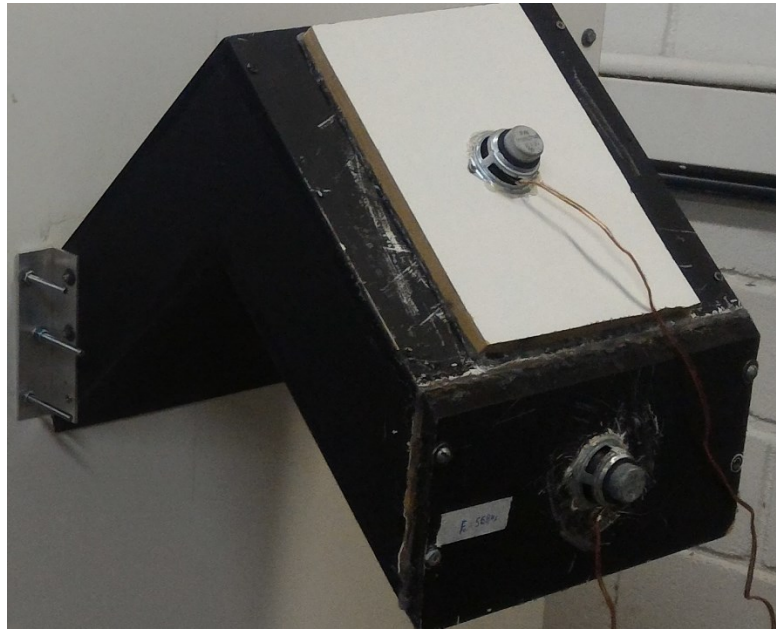
Figura 5.9: Alto-Falantes utilizados no sistema CAR, fonte geradora (Y) e Controlador (Z).



Fonte: Autor, 2017

Para montagem dos alto-falantes os mesmos foram parafusados diretamente no MDF (*Medium Density Fiberboard*), como pode ser visto na figura 5.10. Como todo estudo foi realizado na parte interna da caixa, isolada, portanto o ruído externo gerado tanto pelos alto-falantes como das pessoas ao seu redor, são insignificantes.

Figura 5.10: Montagem padrão para os alto-falantes na veneziana acústica.



Fonte: Autor, 2017

Tanto os alto-falantes como toda a caixa foram seladas com cola silicone e borracha preta de vedação, para evitar qualquer “vazamento” de ruído. A borracha preta também foi inserida na estrutura da caixa como pode ser visto na figura 5.11:

Figura 5.11: Borrachão montado em todas aberturas da caixa.



Fonte: Autor, 2017

O gerador de sinais utilizado é da *Stanford Research Systems®* modelo DS360, que já possui amplificação de sinal na saída, sendo conectado diretamente ao alto-falante de referência (ou fonte de ruído). Como pode ser visto na figura 5.12:

Figura 5.12: Gerador de sinais Stanford Research Systems DS360



Fonte: Autor, 2017

O amplificador foi instalado para que a o sinal de saída da placa de controle fosse amplificado para os alto-falantes tanto para o alto-falante *Y* (Fonte), como e para o alto falante *Z* (Controlador). Os sinais provenientes da placa de controle e do gerador de sinais, entram no amplificador e as saídas amplificadas são direcionadas para os alto-falantes *Y* e *Z* conforme figura 5.13:

Figura 5.13: Amplificador de fabricação própria com filtro em 1200 Hz alimentação -12 V+12 V.



Fonte: Autor, 2017

O amplificador é alimentado por uma fonte de alimentação -12 V e +12 V de fabricação própria. O mesmo possui uma alimentação bi-volt (110 V ou 220 V) e filtro de tensão, a fonte fabricada pode ser vista na figura 5.14:

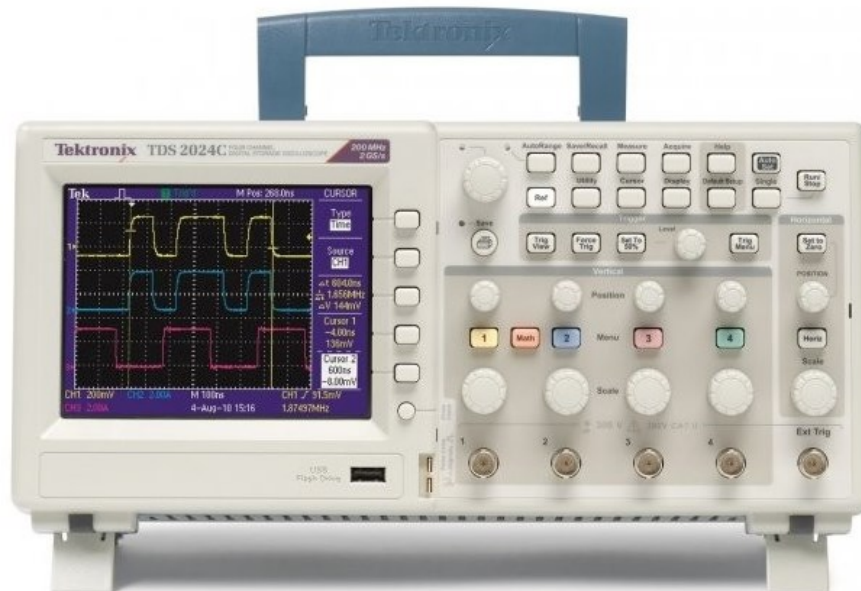
Figura 5.14: Fonte alimentadora do amplificador de fabricação própria com filtro de tensão -12 V+12 V.



Fonte: Autor, 2017

Para monitoramento dos sinais, foi colocado uma ponta de prova de um osciloscópio *Tectronix®* na saída do aparato controlador de tensão do *Arduino Due®*. Assim tinha-se a certeza de que o sistema estava recebendo sinais do controle ou não, conforme segue figura 5.15.

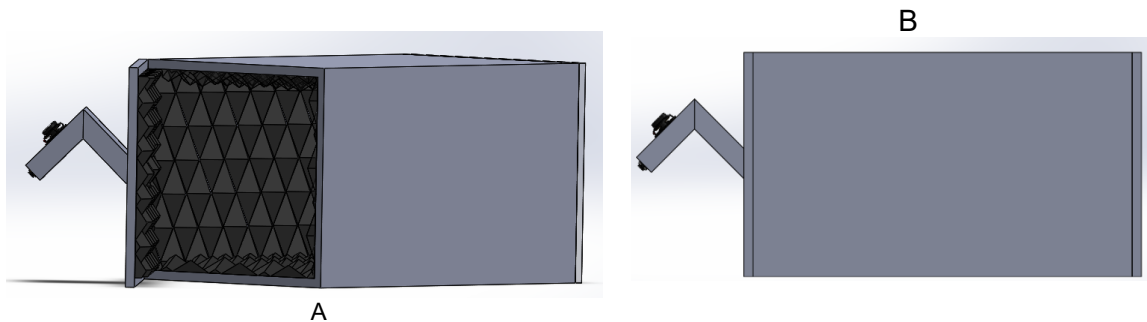
Figura 5.15: Osciloscópio *Tectronix®* TDS 2012C®



Fonte: www.tek.com

Para melhores detalhes da caixa, segue abaixo algumas imagens do posicionamento e dos materiais:

Figura 5.16: Caixa semi-aneecôica tratada acusticamente com espuma Sonex 75/125. A - Vista Isométrica com tampo aberto mostrando a parte interna da caixa. B – Vista frontal mostrando o tampo fechado pronto para experimento.



Fonte: Autor, 2017

A espuma acústica utilizada foi a espuma da marca *Sonex®* onde a mesma foi apresentada no capítulo IV nas figuras 4.2 e 4.3.

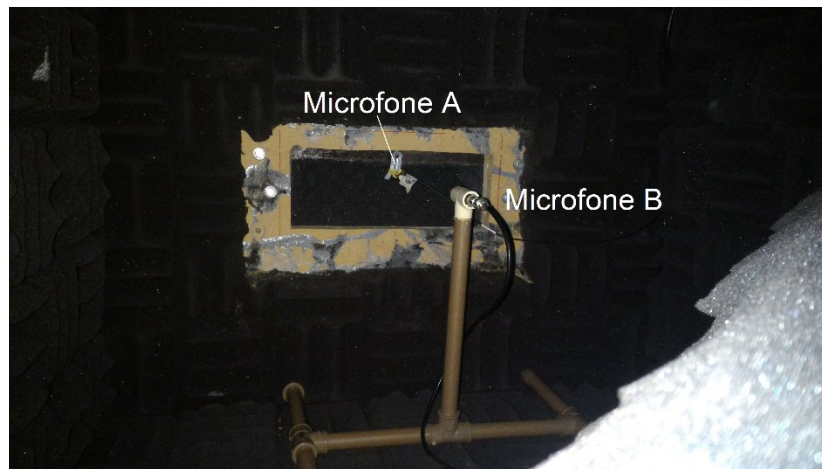
O conceito de deixar a caixa revestida de espumas e selada por borracha preta e cola plástica, é para ter um efeito de vedação e para que o microfone interno não capte sinais indesejados do meio externo. Portanto a caixa refere-se a uma sala isolada, “sem interferências externas”, com as espumas para minimizar o efeito dos modos acústicos da caixa. Mais detalhes deste revestimento interno e posicionamento dos microfones podem ser vistos nas figuras a seguir.

Figura 5.17: Posicionamento do Microfone B na caixa e, mostrando revestimento de espumas acústicas *Sonex®*.



Fonte: Autor, 2017

Figura 5.18: Posicionamento do Microfone A e Microfone B na caixa e, mostrando também a abertura interna da veneziana acústica.



Fonte: Autor, 2017

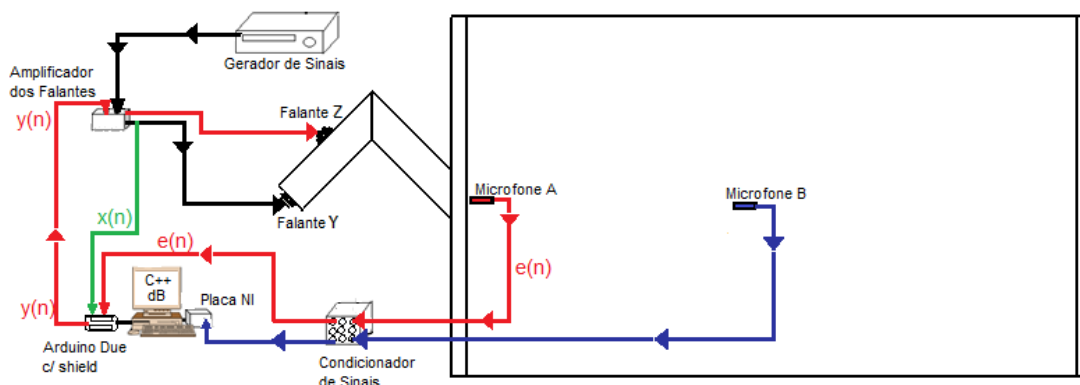
As ligações e o diagrama de montagem que foram realizadas para funcionamento do sistema de controle ativo de ruído será mostrado no item 5.2 deste capítulo.

5.2 Bancada experimental CAR Veneziana Acústica e seu diagrama de montagem

Para a utilização do sistema de Controle Ativo de Ruído, foi criado no compilador próprio do Arduino, programa na linguagem C++ com detalhes da estratégia *FeedForward* (FXLMS). Esta opção foi adotada devido aos melhores resultados obtidos e maior facilidade de implementação. Este tipo de sistema é muito conhecido conforme observado nas revisões bibliográficas de WIDROW (1985), apresentados no capítulo III.

O diagrama de montagem do aparo experimental é mostrado na figura 5.19:

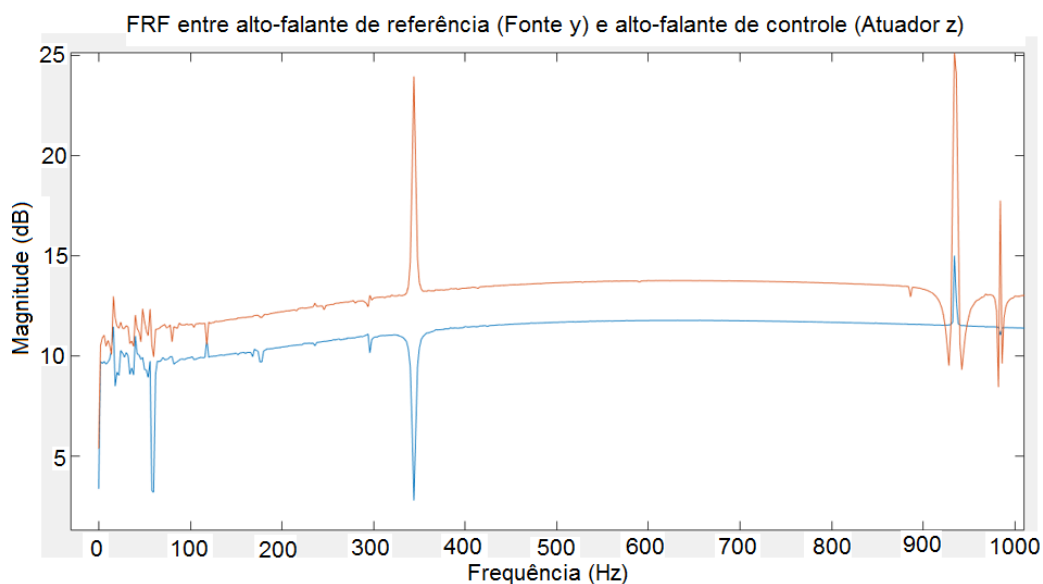
Figura 5.19: Esquema de montagem da bancada experimental da veneziana acústica.



Fonte: Autor, 2017

O experimento constituiu em utilizar as informações das FRFs adquiridas via simulação no software *Code Aster* (Software de Elementos Finitos) no experimento de campo acústico abordados no capítulo anterior. Conforme mostrado na figura 5.20 tem-se a FRF entre o alto falante *Z* de controle e o Alto falante *Y* que é a fonte. A partir desta FRF foram determinadas as frequências discretas nas regiões de ressonâncias e anti-ressonâncias. Estas frequências serão listadas em tabelas para clareza e consolidação de informações e posteriormente serão agregados os resultados da intensidade acústica em dB(A) obtidos do CAR.

Gráfico 5.20: Comparação das FRF's entre os Alto falantes *Z* (Laranja) e *Y* (Azul) utilizando os falantes de 2".



Fonte: Autor, 2017

O que pode ser analisado a partir da figura 5.20, levando em consideração o trabalho de Miranda (2013), é que em alguns pontos de anti-ressonância o controle pode ser considerado “ruim” ou simplesmente não ter eficiência em controlar de nenhuma forma devido a aquela frequência estar próxima de algum “nó” do sistema. Para esta análise também será levando em consideração as FRF’s apresentadas no capítulo anterior, conforme pode ser visto na figura 4.8.

5.3 Metodologia CAR

Primeiramente ao dar início ao experimento é necessário adquirir informações para alimentar o programa C++. A principal informação necessária é o preenchimento de dados do caminho secundário. Para adquirir estes dados, foram utilizados um microfone de erro, o alto-falante de controle (*z*) e o gerador de sinais.

5.3.1 Formulação do modelo ARX (Modelo Auto-regressivo com Entradas Exógenas) utilizando para estimar o caminho secundário

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

$$A(k) \cdot y(t) = B(k) \cdot u(t - q) \quad (5.1)$$

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

$$y(t) = [b_1 \cdot u(t - q) + b_2 \cdot u(t - q - 1) + \dots + b_{nb} \cdot u(t - q - nb - 1)] - [b_1 \cdot y(t - 1) + a_2 \cdot y(t - 2) + \dots + a_{na} \cdot y(t - na)] \quad (5.2)$$

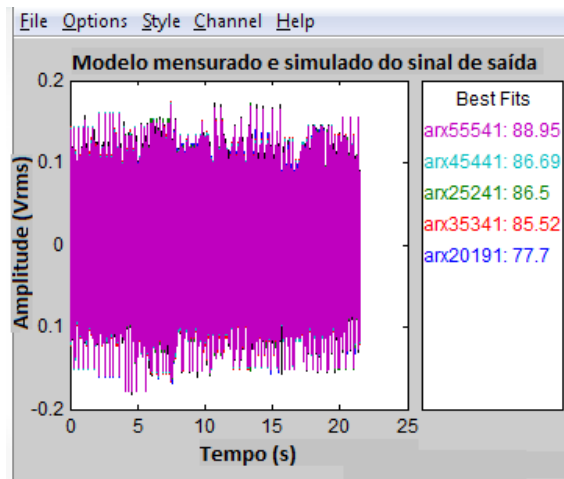
onde:

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

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

Os coeficientes $A(k)$ e $B(k)$, são encontrados minimizando-se o erro quadrático entre a saída estimada e a saída real do caminho secundário, obtido através de um ensaio experimental. Isto foi realizado utilizando-se da “*toolbox*” do MATLAB® chamada de “*Ident*”. No primeiro ensaio aplicou-se ao atuador (alto-falante de controle) um sinal do tipo de ruído branco de banda estreita de 20 Hz a 800 Hz com amplitude de 500 mV. Este sinal foi gerado pelo próprio *Arduino Due*®, utilizou-se de uma programação C++ a partir de um programador Qt (via Linux). Os dados obtidos são adquiridos pelo microfone de erro e gravados em extensão txt. A partir destes dados que foram guardados, tanto os da origem (fonte - entrada) quanto aos do microfone de erro (saída), os mesmos são carregados no MATLAB® e aplicados na “*toolbox Ident*”. Como pode ser visto na figura 5.21 o resultado dos parâmetros ARX ajustados.

Figura 5.21: Modulo resultado do ARX com suas diferentes formulações de $(Na, Nb$ e $q)$.



Fonte: Autor, 2017

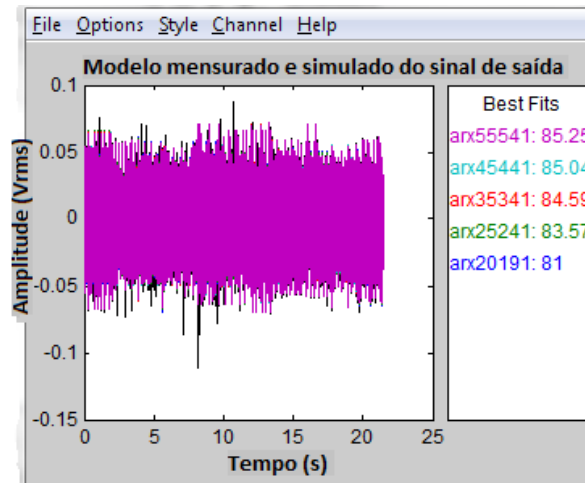
Como pode-se observar na figura 5.21, foi adotado como melhor resultado o parâmetro ARX que obteve 85.52% de correlação do sinal:

- Número de pólos igual a 35 ($na = 35$)
- Número de zeros igual a 34 ($nb = 34$)
- Atraso no tempo igual a 1 ($q = 1$)
- Taxa de aquisição de 1/4096

A escolha por este conjunto refere-se ao menor número de pólos que consiga ter uma convolução de maior porcentagem. As outras opções não foram adotadas devido ao número muito maior de pólos com resultado sem ganhos percentual significativos. Por exemplo para os resultados de 55 pólos e 54 zeros obtendo 88.95% de ajuste, é insignificante comparado ao custo computacional necessário para realização do controle ativo de ruído.

O segundo ensaio foi realizado da mesma forma do primeiro. No entanto nesta segunda etapa foi adquirido um ruído branco de banda estreita de 200 a 400Hz. Como pode ser visto na figura 5.22 para cada mudança no sistema, é necessário alterar o caminho secundário para melhor sua resposta.

Figura 5.22: Modulo de resultante do ARX com suas diferentes formulações de $(Na, Nb \text{ e } q)$. Banda estreita 200 a 400Hz



Fonte: Autor, 2017

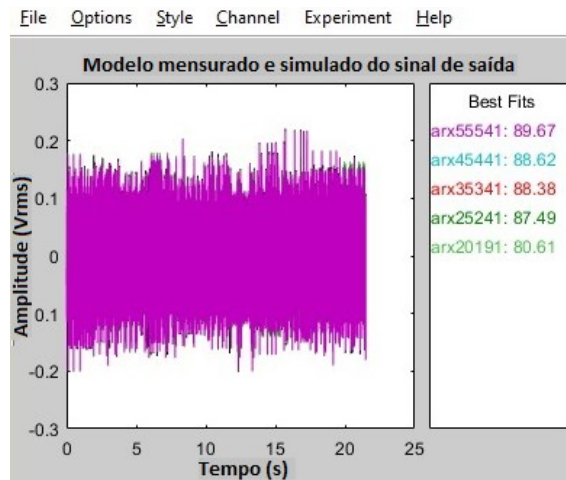
Como pode-se observar na figura 5.22, o polinômio ARX para o caminho secundário referente ao microfone de erro, foi adotado como melhor resultado conforme visto na com 84.59% de correlação do sinal:

- Número de pólos igual a 35 ($na = 35$)
- Número de zeros igual a 34 ($nb = 34$)
- Atraso no tempo igual a 1 ($q = 1$)
- Taxa de aquisição de 1/4096

A escolha por este conjunto refere-se ao menor número de pólos que consiga ter uma convolução de maior porcentagem. As outras opções não foram adotadas devido ao número muito maior de pólos com resultado muito próximo em porcentagem. A resultante de 55 pólos e 54 zeros obtendo 85.25% de ajuste, é insignificante comparado ao custo computacional necessário para realização do Controle Ativo de Ruído.

No último ensaio para caminho secundário, foi então alterado o alto-falante atuador para superior esquerda da veneziana acústica (poderá ser observado na figura 4.6 do capítulo IV). Foi realizado então um novo estudo do caminho secundário, utilizando ruído branco de banda estreita 0 a 800 Hz. O novo polinômio adotado é apresentado na figura 5.23.

Figura 5.23: Modulo de resultante do ARX com suas diferentes formulações de $(Na, Nb$ e $q)$. Banda estreita 0 a 800Hz



Fonte: Autor, 2017

Como pode-se observar na figura 5.23, o polinômio ARX para o caminho secundário referente ao microfone de erro, foi adotado como melhor resultado conforme visto na com 88.38% de correlação do sinal:

- Número de pólos igual a 35 ($na = 35$)
- Número de zeros igual a 34 ($nb = 34$)
- Atraso no tempo igual a 1 ($q = 1$)
- Taxa de aquisição de 1/4096

A escolha por este conjunto refere-se ao menor número de pólos que consiga ter uma convolução de maior porcentagem. As outras opções não foram adotadas devido ao número muito maior de pólos com resultado muito próximo em porcentagem. A resultante de 55 pólos e 54 zeros obtendo 89.67% de ajuste, é insignificante comparado ao custo computacional necessário para realização do Controle Ativo de Ruído.

Apesar dos resultados se parecerem muito por estarem utilizando do mesmo número de zeros, pólos, atraso no tempo e taxa de aquisição. Os seus resultados são bem distintos. No apêndice A, pode ser observado na programação C++, nas primeiras sete páginas de programação estão os valores adquiridos do ARX para as diferentes configurações do sistema.

5.3.2 Metodologia dos Resultados do Controle Ativo de Ruído

Os resultados serão apresentados a partir de tabelas com os dados de frequências discretas, atenuação em dB e descrição do ponto de leitura realizado pelo microfone B.

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

Tabela 5.1: Modelo de apresentação das tabelas com os resultados do CAR.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
Frequências Discretas: 150 a 1000Hz (de 50 em 50Hz)	Variando o número de variáveis aplicáveis no programa C++ (Pesos do FXLMS de Widrow)	Valor da pressão acústica antes de iniciar controle.	Valor da pressão acústica após iniciar controle.	Valor em dB da diferença entre o dBi antes e o dBf depois do CAR se iniciar.

Todos os resultados levam em consideração as frequências do microfone de referência, portanto todas as tabelas possuem as mesmas frequências discretas. As frequências foram selecionadas a partir do gráfico colhido do experimento de campo acústico do microfone de referência (Figura 4.8 e 5.20). A partir destas frequências discretas, houve a comparação com a FRF dos outros microfones. Foram realizados 992 ensaios com controle ativo de ruído em 16 frequências discretas que serão apresentadas na primeira coluna das tabelas conforme exemplificado na Tabela 5.1.

Utilizando um microfone, uma placa A/D e o mediu-se a pressão acústica antes e após o sistema CAR atuar, realizando-se uma subtração ($\text{dB Antes CAR} - \text{dB Depois CAR} = \text{Atenuação do ruído em dB}$). Para checar a atenuação obtida, todas as aquisições foram adquiridas a 1/3 de oitava.

Foram realizadas variações nos “pesos” chamados de “MM” no programa, estes pesos são a variação do número de coeficientes integrados no sistema FXLMS. A cada variação, o autor alterava este número de 2 em 2, portanto deram-se início aos experimentos com 2 variáveis e aumentando a mesma até 60 variáveis “MM”. Esta variação de variáveis, está melhor definida no capítulo III nas composições dos “pesos” chamadas de W por Widrow, para conseguir atingir o melhor caminho para o gradiente descendente apresentados nas figuras 3.5 e 3.5. do capítulo III. Posteriormente após a realização deste experimento, foi retirado um gráfico no domínio do tempo para análise comparativa do antes e do depois do sistema CAR ser ligado. Para todos os experimentos, este sistema foi ligado após aproximadamente 4 segundos do início do programa, portanto nestes gráficos fica de fácil

entendimento e tem-se uma referência de proporcionalidade do efeito causado após a ligação do sistema CAR.

Os resultados também foram separados em duas secções devido a alteração no caminho secundário. A primeira secção demonstra os resultados utilizando caminho secundário e Ruído Branco em banda estreita de 0 a 800 Hz. E na segunda secção foi utilizando Ruído Branco numa banda mais estreita 200 a 400 Hz. Nesta tese foram colhidos muitos outros resultados, que serão apresentados no Apêndice 1 a título de curiosidade. Todos resultados foram colhidos com frequência de aquisição em 4096 Hz.

O resultado apresentado como N/A (Não Aplicável) quer dizer que o sistema de controle não obteve sucesso. Portanto apresenta instabilidade e muitas das vezes apresentam amplificação do sinal.

5.4 Resultados do Controle Ativo de Ruído

5.4.1 Resultados obtidos com caminho secundário banda estreita 0 a 800 Hz alto falante centralizado.

Serão apresentados os resultados de 150 a 800 Hz variando de 50 em 50 Hz. De 800 a 1000 Hz o passo foi de 100 Hz. Após a apresentação das tabelas contendo as frequências discretas, serão apresentados os gráficos em função do tempo apresentando o melhor resultado. Resultado apresentado em fundo azul na tabela. Serão apresentados somente os resultados mais significativos devido ao alto número de resultados. Para uma visualização mais completa dos resultados, favor procurar no apêndice B.

Tabela 5.2: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 150 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
150	28	59,08	53,30	5,78
150	30	59,08	53,26	5,82
150	32	59,08	53,07	6,01
150	34	59,08	53,25	5,83
150	36	59,08	53,36	5,72

Tabela 5.3: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 200 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
200	22	65,43	56,73	8,70
200	24	65,43	56,59	8,84
200	26	65,43	56,50	8,93
200	28	65,43	56,56	8,87
200	30	65,43	56,82	8,61

Tabela 5.4: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 250 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
250	28	62,24	Instável	N/A
250	30	62,24	Instável	N/A
250	32	62,24	43,62	18,62
250	34	62,24	44,52	17,72
250	36	62,24	45,89	16,35

Tabela 5.5: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 300 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
300	38	63,91	44,87	19,04
300	40	63,91	43,80	20,11
300	42	63,91	41,08	22,83
300	44	63,91	42,10	21,81
300	46	63,91	43,57	20,34

Tabela 5.6: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 350 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
350	2	56,08	54,30	1,72
350	4	56,08	Instável	N/A
350	6	56,08	Instável	N/A
350	8	56,08	Instável	N/A
350	10	56,08	Instável	N/A

Tabela 5.7: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 400 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
400	8	55,46	39,20	16,26
400	10	55,46	39,41	16,05
400	12	55,46	38,40	17,06
400	14	55,46	39,15	16,31
400	16	55,46	Instável	N/A
400	18	55,46	Instável	N/A

Tabela 5.8: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 450 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
450	16	43,9	42,16	1,74
450	18	43,9	42,03	1,87
450	20	43,9	41,15	2,75
450	22	43,9	41,64	2,26
450	24	43,9	Instável	N/A

Tabela 5.9: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 500 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
500	12	41,69	38,88	2,81
500	14	41,69	35,25	6,44
500	16	41,69	35,12	6,57
500	18	41,69	35,39	6,30
500	20	41,69	Instável	N/A

Tabela 5.10: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 550 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
550	12	45,41	33,02	12,39
550	14	45,41	33,00	12,41
550	16	45,41	32,94	12,47
550	18	45,41	33,96	11,45
550	20	45,41	34,33	11,08

Tabela 5.11: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 600 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
600	18	44,3	37,74	6,56
600	20	44,3	36,19	8,11
600	22	44,3	34,46	9,84
600	24	44,3	Instável	N/A
600	26	44,3	Instável	N/A

Tabela 5.12: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 650 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
650	48	50,38	Instável	N/A
650	50	50,38	34,49	15,89
650	52	50,38	29,51	20,87
650	54	50,38	29,51	20,87
650	56	50,38	36,17	14,21

Tabela 5.13: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 700 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
700	12	51,14	34,05	17,09
700	14	51,14	33,57	17,57
700	16	51,14	25,29	25,85
700	18	51,14	31,71	19,43
700	20	51,14	37,36	13,78

Tabela 5.14: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 750 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
750	8	53,03	28,83	24,20
750	10	53,03	25,27	27,76
750	12	53,03	23,01	30,02
750	14	53,03	32,93	20,10
750	16	53,03	38,52	14,51

Tabela 5.15: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 800 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
800	10	52,77	41,00	11,77
800	12	52,77	39,14	13,63
800	14	52,77	32,67	20,10
800	16	52,77	43,71	9,06
800	18	52,77	44,92	7,85

Tabela 5.16: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 900 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
900	36	35,86	28,8	7,06
900	38	35,86	20,16	15,7
900	40	35,86	12,13	23,73
900	42	35,86	18,96	16,9
900	44	35,86	29,38	6,48

Tabela 5.17: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 1000 Hz.

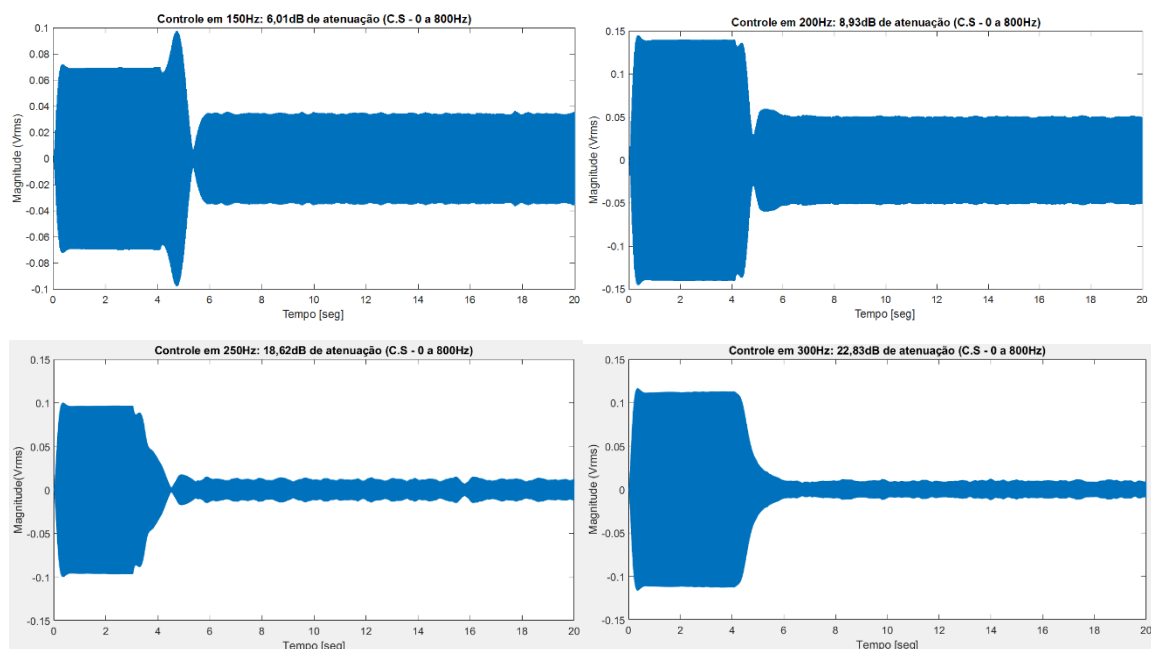
Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
1000	38	42,32	Instável	N/A
1000	40	42,32	42,01	0,31
1000	42	42,32	41,61	0,71
1000	44	42,32	Instável	N/A
1000	46	42,32	Instável	N/A

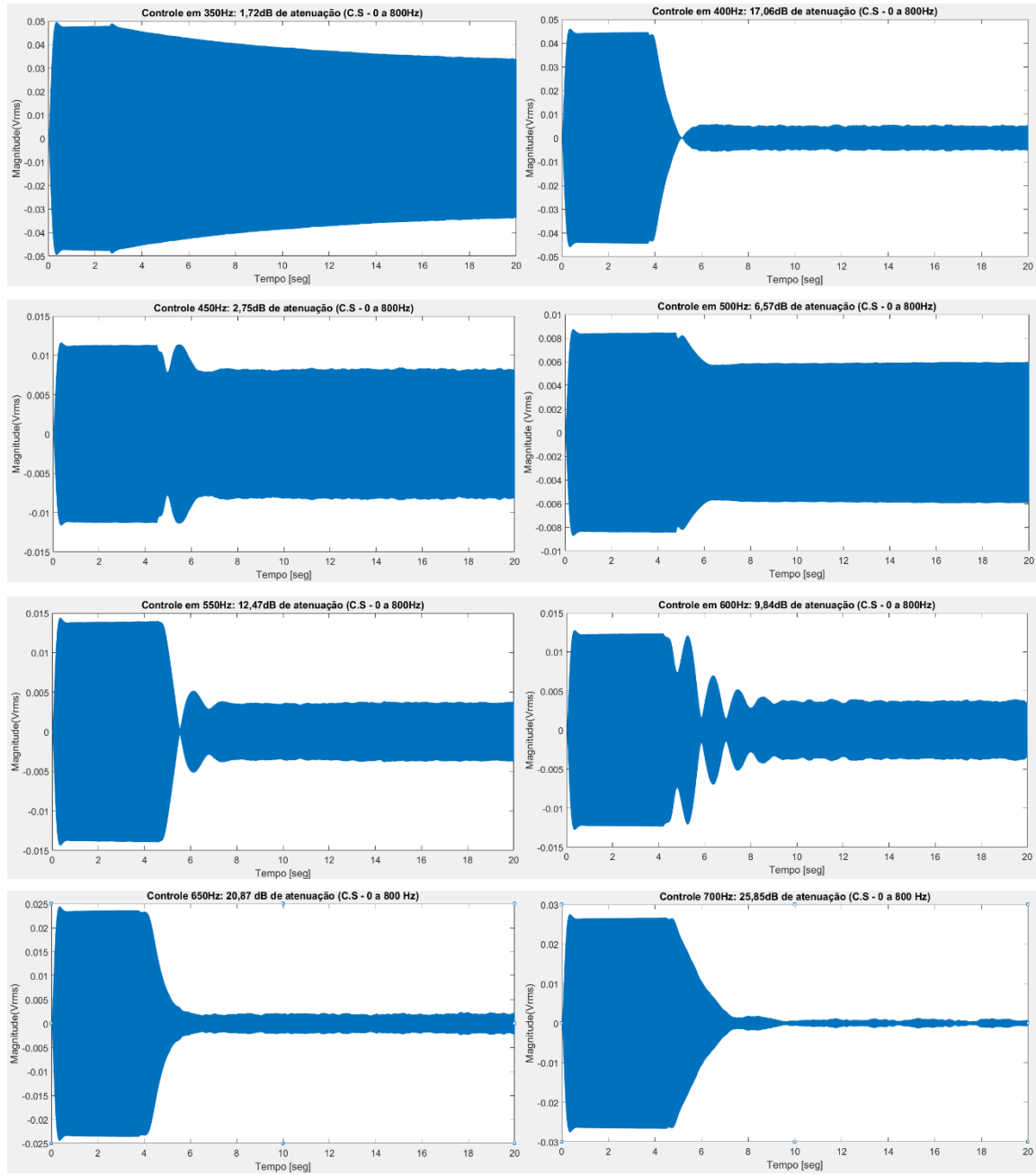
Como pode ser observado nas tabelas de 5.2 a 5.17, foram apresentados os resultados mais significativos dos experimentos utilizando alto-falante atuador centralizado (z). Algumas

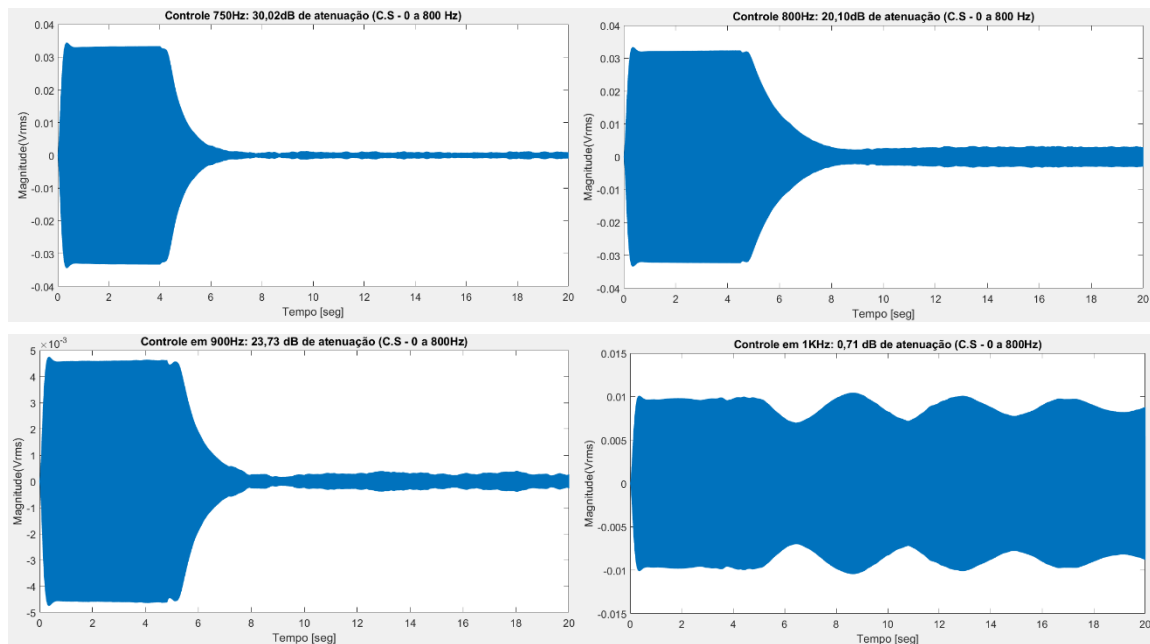
frequências obtiveram ótimos resultados, enquanto outras frequências tiveram resultados ruins (controle sem sucesso). No entanto pode-se observar que em comparação com a FRF apresentada na figura 4.8 pode-se entender melhor o porquê destes resultados. MIRANDA (2013), determina que quando tem-se frequências em regiões de anti-ressonância o controlador tende-se a divergir e quando estas frequências se apresentam em regiões de ressonância e neutra o controlador tende a convergir e dar bons resultados. Olhando para a figuras 4.8 e 5.20, pode-se então determinar e entender o porquê que, nas frequências de 350 Hz, 450 Hz e 1000 Hz não obtiveram bons resultados em comparação com as demais frequências apresentadas. Como pode ser observado também nas tabelas apresentadas é que os valores dos pesos foram alterados para análise. O que pode ser observado é que estes pesos (“MM”) das variáveis implementadas no controlador FXLMS é diretamente ligado com os resultados, pode-se entender que um mesmo controlador pode obter bons e ruins resultados dependendo dos valores adotados para estes pesos, sendo assim uma variável altamente importante para o sistema como um todo. Na página a seguir será apresentado os gráficos relativos a amplitude do sinal em função do tempo, após aproximadamente quatro segundos o controle é ativado, podendo perceber uma mudança significativa no sinal.

Gráfico 5.24: Compêndio dos gráficos representando funcionamento do sistema CAR C.S de 0 a 800 Hz.

(Continua)







Fonte: Autor 2017

Como pode ser observado os gráficos apresentam a intensidade do sinal em Volts RMS (do inglês: *Root Mean Square*) em função do tempo. No gráfico de 600 Hz, o sinal mostrou instabilidade no início do controle e posteriormente conforme foi se adaptando devido ao sistema de retroalimentação do FXLMS, o mesmo estabilizou convergindo e tendo sucesso em seu controle. Diferente dos gráficos apresentados em 350 Hz, 450 Hz e 1000 Hz por exemplo, onde pode-se ver nitidamente que o sistema mesmo sendo adaptativo, acabou divergindo trazendo instabilidade ao sistema e um controle sem sucesso. O sistema CAR obteve 80% de sucesso nas frequências discretas apresentadas, sendo considerado um ótimo resultado como. A seguir serão apresentados os resultados do experimento com o alto-falante atuador na posição central, no entanto com o caminho secundário em banda estreita de 200 a 400 Hz.

5.4.2 Resultados obtidos com caminho secundário banda estreita 200 a 400 Hz.

Utilizando da mesma metodologia adotada no item 5.4, o item 5.5 apresenta os resultados mais significativos do experimento utilizando ruído branco com banda estreita de 200 a 400 Hz. Os resultados serão apresentados novamente em tabelas na sequência e logo após com seus respectivos gráficos apresentando o comportamento do sistema CAR para esta nova configuração.

Tabela 5.18: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 150 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
150	10	59,24	53,81	5,43
150	20	59,24	53,71	5,53
150	30	59,24	53,63	5,61
150	40	59,24	53,98	5,26
150	50	59,24	53,73	5,51

Tabela 5.19: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 200 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
200	10	65,62	57,14	8,48
200	20	65,62	57,14	8,48
200	30	65,62	57,26	8,36
200	40	65,62	Instável	N/A
200	50	65,62	Instável	N/A

Tabela 5.20: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 150 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
250	8	62,24	45,19	17,05
250	20	62,24	45,95	16,29
250	32	62,24	44,00	18,24
250	42	62,24	46,51	15,73
250	50	62,24	45,84	16,40

Tabela 5.21: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 300 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
300	24	63,74	46,04	17,70
300	40	63,74	45,30	18,44
300	42	63,74	44,15	19,59
300	44	63,74	44,59	19,15
300	60	63,74	Instável	N/A

Tabela 5.22: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 350 Hz.

350	10	56,2	Instável	N/A
350	20	56,2	Instável	N/A
350	30	56,2	60,63	-4,43
350	40	56,2	Instável	N/A
350	50	56,2	Instável	N/A

Tabela 5.23: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 400 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
400	4	55,62	40,15	15,47
400	10	55,62	40,12	15,50
400	20	55,62	Instável	N/A
400	30	55,62	Instável	N/A

Tabela 5.24: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 450 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
450	10	41	39,31	1,69
450	20	41	38,84	2,16
450	30	41	Instável	N/A
450	40	41	Instável	N/A
450	50	41	Instável	N/A

Tabela 5.25: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 500 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
500	10	41,61	35,26	6,35
500	16	41,61	34,79	6,82
500	20	41,61	Instável	N/A
500	30	41,61	Instável	N/A
500	40	41,61	Instável	N/A

Tabela 5.26: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 550 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
550	10	45,29	33,60	11,69
550	16	45,29	33,50	11,79
550	20	45,29	35,07	10,22
550	30	45,29	Instável	N/A
550	40	45,29	Instável	N/A

Tabela 5.27: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 600 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
600	10	44,15	36,38	7,77
600	20	44,15	35,28	8,87
600	22	44,15	34,75	9,40
600	30	44,15	Instável	N/A
600	40	44,15	Instável	N/A

Tabela 5.28: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 650 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
650	40	50,45	Instável	N/A
650	50	50,45	34,69	15,76
650	52	50,45	30,04	20,41
650	54	50,45	32,7	17,75
650	60	50,45	Instável	N/A

Tabela 5.29: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 700 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
700	10	51,31	35,77	15,54
700	14	51,31	36,15	15,16
700	16	51,31	27,46	23,85
700	20	51,31	38,91	12,40
700	30	51,31	Instável	N/A

Tabela 5.30: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 750 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
750	10	53,11	24,26	28,85
750	12	53,11	26,17	26,94
750	20	53,11	37,34	15,77
750	30	53,11	Instável	N/A
750	40	53,11	40,37	12,74

Tabela 5.31: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 800 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
800	10	52,86	39,93	12,93
800	14	52,86	25,12	27,74
800	20	52,86	43,07	9,79
800	30	52,86	Instável	N/A
800	40	52,86	44,74	8,12

Tabela 5.32: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 900 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
900	8	35,16	28,29	6,87
900	10	35,16	26,92	8,24
900	12	35,16	34,18	0,98
900	14	35,16	Instável	N/A
900	20	35,16	Instável	N/A

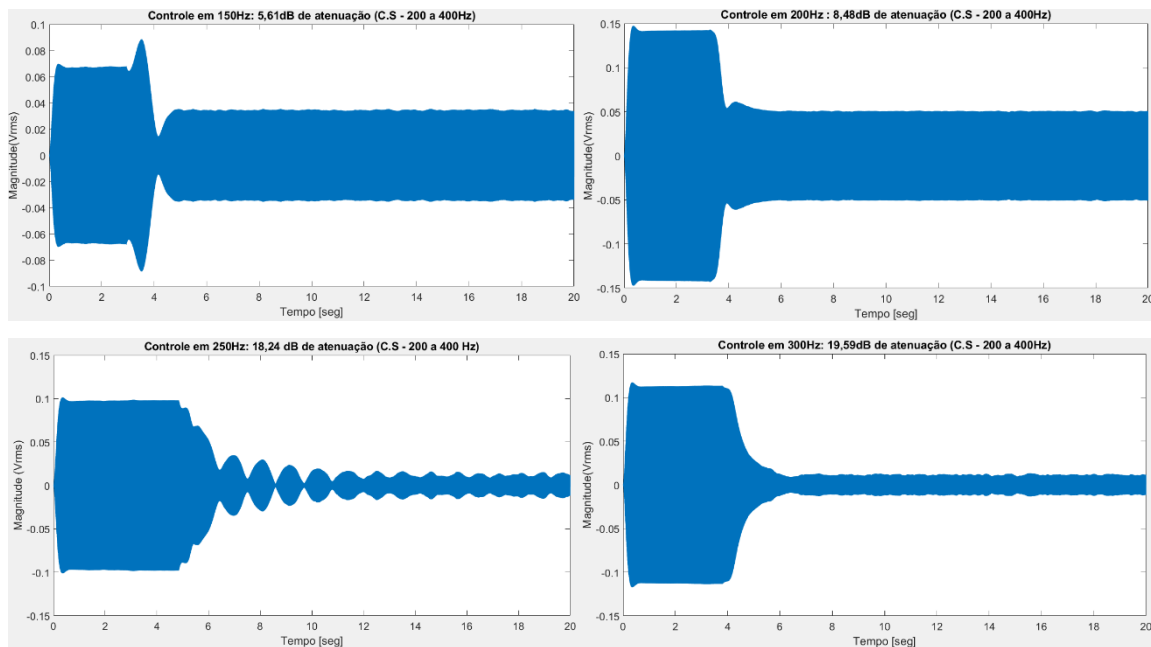
Tabela 5.33: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 1000 Hz

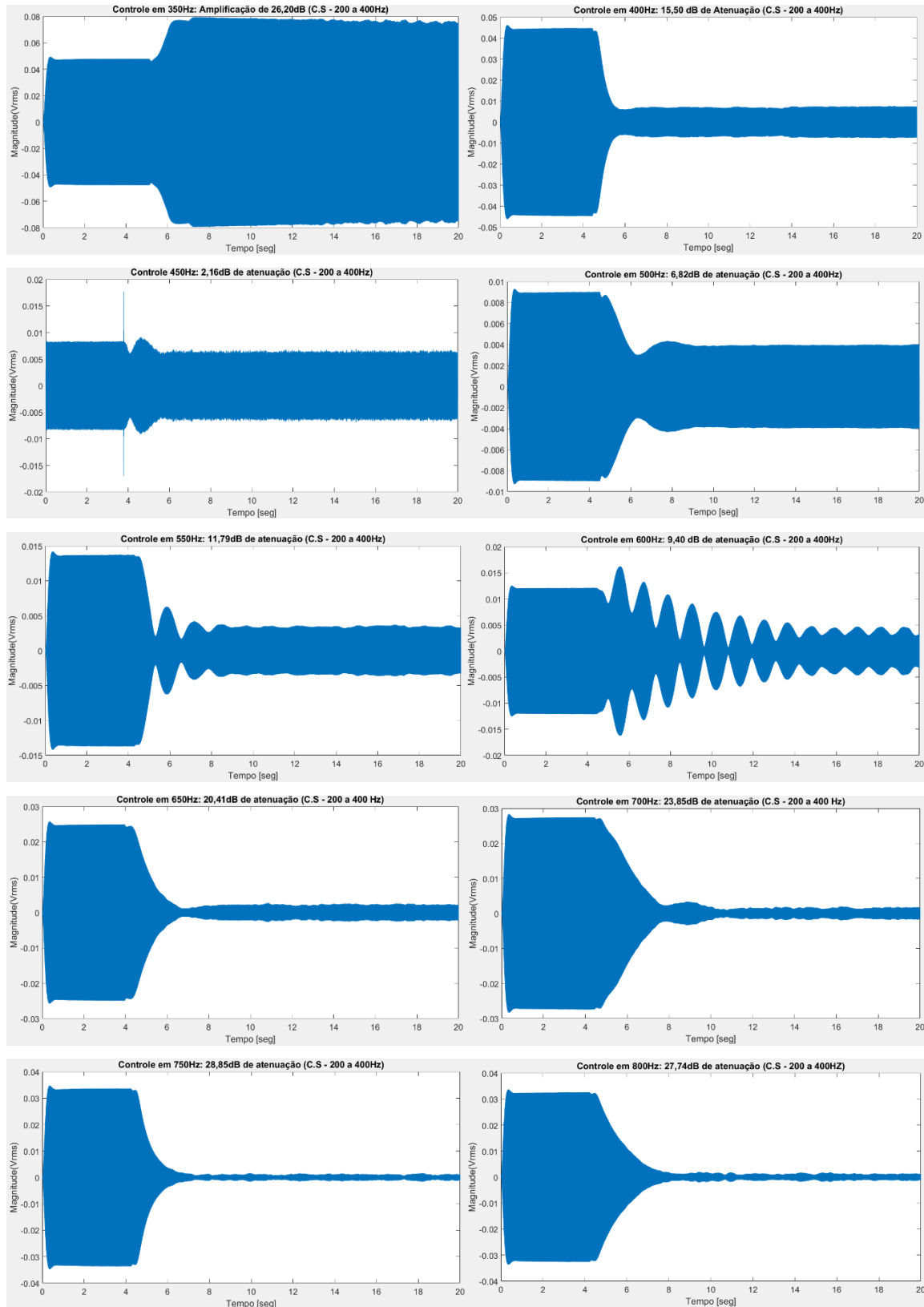
Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
1000	30	42,75	Instável	N/A
1000	40	42,75	Instável	N/A
1000	42	42,75	41,80	0,95
1000	50	42,75	Instável	N/A
1000	60	42,75	Instável	N/A

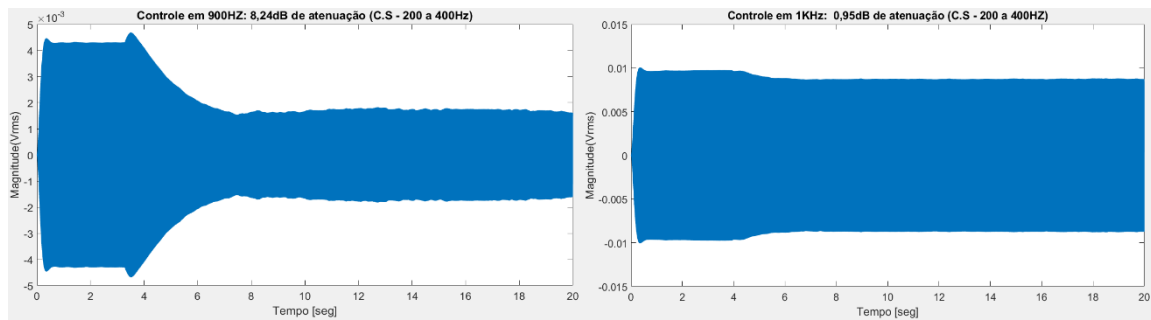
Nas tabelas de 5.18 a 5.33, são apresentados os resultados adquiridos no experimento. Foram utilizadas as mesmas dezesseis frequências discretas apresentadas no item 5.4. Como pode ser observado nos resultados pintados de azul, são apresentadas as melhores condições dos pesos (MM) associados ao LMS do sistema CAR. Como já era esperado, os resultados foram muito parecidos com os resultados apresentados no item 5.4, devido ao “refinamento” do caminho secundário obteve-se algumas melhorias em algumas frequências e em outros casos uma divergência ainda maior nos sinais que se encoraram em regiões de anti-ressonância. No entanto, novamente 80% dos resultados obtiveram sucesso. A seguir serão apresentados os gráficos correspondentes.

Gráfico 5.25: Compêndio dos gráficos representando funcionamento do sistema CAR C.S de 200 a 400 Hz.

(Continua)







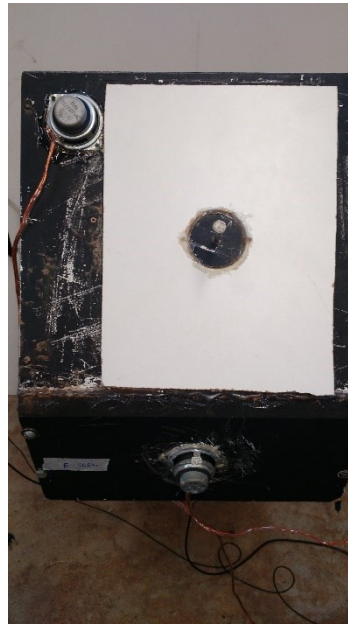
Fonte: Autor, 2017

Como pode ser observado nos gráficos apresentados, a grande maioria dos resultados foram de sucesso para o sistema CAR. No entanto observa-se que algumas frequências não corresponderam com o sistema CAR, trazendo instabilidade no controle, como já era esperado. Levando em consideração estes resultados, nesta terceira etapa são apresentados os resultados com o alto-falante controlador (Z) como apresentado na figura 5.26, sendo alterado de posição para atingir frequências que obtiveram um resultado ruim.

5.4.3 Resultados obtidos alterando o Alto-falante para o canto superior esquerdo da veneziana acústica, Banda estreita 0 a 800Hz.

De acordo com o que foi mostrado no capítulo anterior, nas simulações numéricas foram utilizados dois modelos de venezianas acústicas. O primeiro modelo o alto-falante atuador z foi posicionado na parte central da veneziana acústica como pode ser visto na figura 5.1 e 5.2, fazendo com que frequências como as de 410 a 450 Hz ficasse em uma área de anti-ressonância de acordo com as FRF's apresentadas nas figuras 5.18. No entanto como foi mostrado na simulação utilizando MEF, que caso o alto-falante atuador (z) fosse alterado para a esquerda superior da veneziana acústica conforme mostrado na figura 5.26, esta faria com que estas frequências deixassem de estar em uma região de anti-ressonância. Portanto neste item tem como objetivo avaliar experimentalmente se este conceito de posicionamento está correto ou não, tirando assim a sua prova real e novamente a confiabilidade na ferramenta de simulação de MEF.

Figura 5.26: Atuador (z) em novo posicionamento, esquerda superior.



Fonte: Autor, 2017

A tabela 5.37 apresenta os resultados obtidos utilizando o novo posicionamento do falante atuador (z).

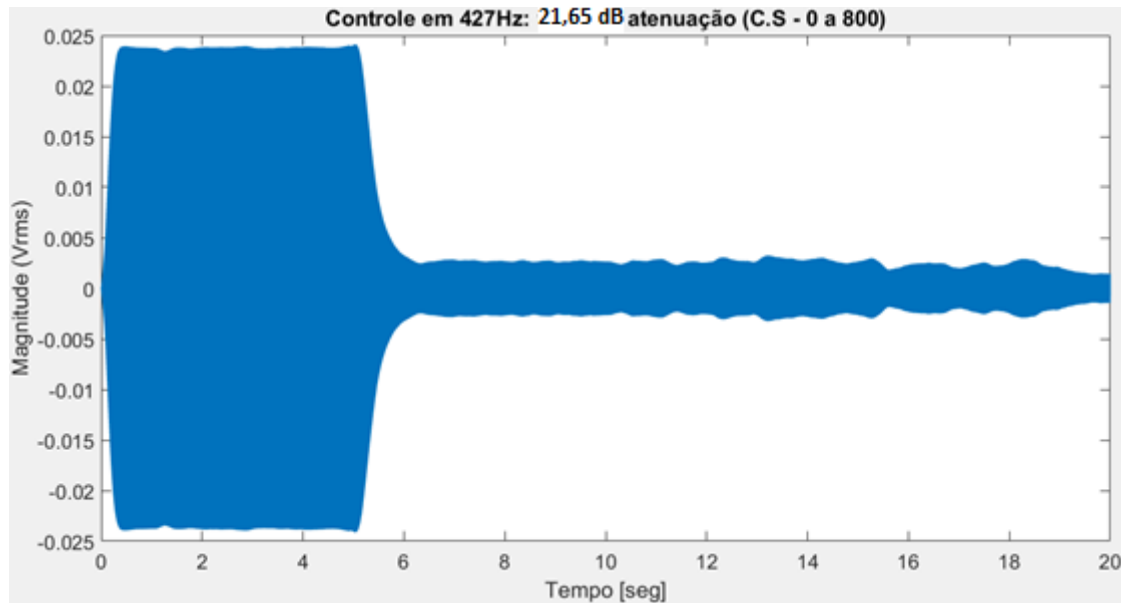
Tabela 5.34: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 427hz (Atuador em posicionamento novo).

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
427	10	50,28	28,63	21,65
427	20	50,28	32,21	18,07
427	30	50,28	Instável	N/A
427	40	50,28	Instável	N/A
427	50	50,28	Instável	N/A
427	60	50,28	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode-se observar na tabela, o melhor resultado foi utilizando 10 coeficientes de peso, atingindo 21,65 dB de atenuação. O que prova que a alteração do posicionamento previsto pelo software realmente é verdadeira, e pode-se confiar que a controlabilidade pode ser determinado pelas FRF's do sistema. Observa-se no gráfico 5.27 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico 5.27: Atenuação do sinal em 21,65 dB após ligar o sistema CAR, atuador (z) em novo posicionamento, esquerda superior



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico 5.27 após os 4 segundos o sinal CAR é atenuado, obtendo resultado de 21,65 dB de atenuação, ou seja, um ótimo resultado do sistema CAR, como já foi abordado no capítulo anterior a faixa de frequência de 427 Hz saiu da área de anti-ressonância como este novo posicionamento.

Considerando o resultado obtido e pelas respostas das outras frequências analisadas mesmo agora fora da área de anti-ressonância, não foram expostas na tese devido a repetibilidade dos resultados, portanto não foram incluídas na mesma. Outros experimentos foram realizados para tentar otimizar os resultados, no entanto não foram utilizados na tese devido a sua repetibilidade nos resultados e não se caracterizar significativo para tese, no entanto são apresentados no Apêndice B.

5.5 Análise de Resultados

Como pode ser visto nos itens anteriores, assim como foram os experimentos realizados de forma sistêmica, os resultados também foram. Uma breve conclusão antecipada pode ser apresentada neste capítulo. A utilização do *Arduino Due*® como hardware de controle, pode ser utilizado devido sua robustez e resposta rápida ao conjunto. Considera-se os resultados obtidos como positivos e sanou-se muitas dúvidas em relação ao comportamento do sistema CAR. Pode-se levar em consideração também dos capítulos

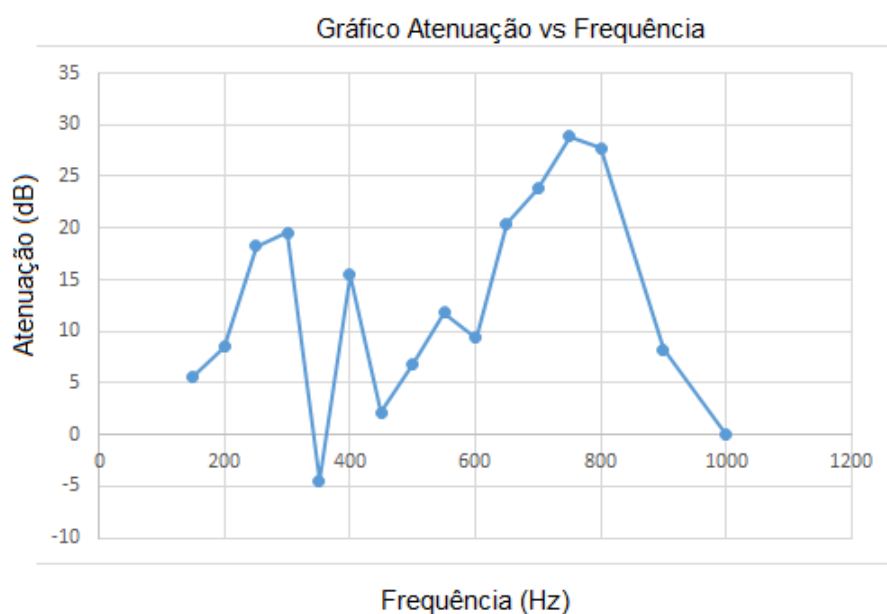
anteriores a importância das FRF's simuladas para a definição da controlabilidade em frequência.

Uma observação a ser destacada, é que se esperava resultados ruins nas frequências acima de 600 Hz. Pois conforme explicado no Capítulo IV, a frequência de corte para a veneziana estudada é de 568 Hz.

A partir de 568 Hz teríamos modos de alta ordem dentro do duto, ferindo uma das hipóteses básicas da teoria de controle utilizada. No entanto como pode ser visto nos resultados apresentados, obteve-se resultados excelentes acima de 600 Hz mesmo tratando de ondas em modos de alta ordem. Pode ser considerado que o nível da taxa de aquisição em 4096 Hz e a velocidade de resposta do *Arduino Due*® contribuíram para que o controle pudesse realizar seu sistema adaptativo e atingir um resultado de sucesso.

O que esta tese também propõe é que pode-se alterar a faixa de frequência do controle. Pois como pode ser visto nos resultados de 600 Hz a 1000 Hz, a instabilidade no sistema não foi de imediato com a frequência de corte e sim gradativamente conforme iria aumentando a frequência. Como pode ser visto no gráfico 5.28 a curva de atenuação conforme a sua frequência.

Gráfico 5.28: Curva de atenuação de acordo com a Frequência.



Fonte: Autor, 2017

Como foi apresentado no gráfico, pode observar que acontece um caimento da atenuação conforme aumenta-se a frequência, isso deve-se a mudança do comportamento

da onda, ao chegar em 568 Hz a onda deixa de ser plana e passa a ser de alta ordem. Mas esta mudança pelo visto não é uma mudança súbita e sim gradativa, e essa mudança faz com que o controle apareça mesmo em frequências de alta ordem obtendo ainda bons resultados.

O resultado obtido em sua grande maioria foi de sucesso, levando em consideração a sua implementação em área industrial, ou em qualquer tipo de equipamento, o mesmo irá exigir de que seja realizado uma pró-análise de estudo no equipamento. Pois o sistema não pode ser considerado robusto ao ponto de que uma simples instalação solucionaria o problema do requerente.

De qualquer forma, o sistema demonstrou qualidade e estabilidade no controle em determinadas frequências como pode ser visto nas tabelas de resultados, e que as alterações de seus posicionamentos podem influenciar diretamente na tabela. Levando isso em consideração lembra-se novamente de que o sistema não é robusto o suficiente para que seja empregado de forma aleatória em qualquer tipo de equipamento sem ser realizado um estudo prévio.

CAPÍTULO VI

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

Conclusões e Futuros Desdobramentos

Como pode ser observado no capítulo anterior, os resultados em sua grande maioria obtiveram sucesso. Destaca-se as tabelas 6.4 com resultados de 18 dB de atenuação em 250 Hz, frequência muito conhecida no ramo da acústica, sendo considerada uma das piores frequências a serem controladas devido a sensação de estar “muito alto” devido a escala logarítmica da curva dB (A), e também ser uma das frequências mais encontradas em máquinas rotativas. Destaca-se também alguns outros resultados obtidos como por exemplo nas frequências de 300 Hz, 400 Hz, 550 Hz, 600 Hz, 650 Hz, 700 Hz, 750 Hz, 800 Hz e 900 Hz. Frequências onde não se esperaria que o controle fosse atuar com sucesso, e nos mostrou o contrário, funcionando muito bem e com qualidade.

As frequências acima de 580Hz foram realmente uma grande surpresa, devido a onda acústica que se apresenta ser em modo de alta-ordem e mesmo assim o controle obteve sucesso em muitas destas frequências. Apesar de que este não é o objetivo da tese, buscou-se realizar mais estudos e procurar resultados em frequências mais altas, até 1000Hz para que fossem registrados a robustez do sistema.

Foi novamente referido nos métodos de elementos finitos de que o sistema pode ser conduzido de forma inteligente quando se possui uma função resposta em frequência do sistema, podendo ser levantado os dados antecipadamente e obter uma espécie de “mapa” de frequências nas quais o sistema de controle obterá sucesso e as faixas de que não obterão sucesso quando as mesmas se encontram nas áreas de anti-ressonância. Portanto conclui-se que o posicionamento do sensor receptor (microfones) e do atuador (alto-falantes) estão diretamente ligados ao comportamento do sistema CAR. Pode-se concluir também que as Funções Resposta em Frequência são bons indicadores do comportamento do sistema CAR. Assim, conclui-se também que as FRFs podem prever um melhor posicionamento do microfone de erro a partir da comparação de sua FRF comparada a FRF do microfone de referência.

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

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

Como pode ser mostrado experimentalmente e levando em consideração a função resposta em frequência da figura 5.9, a alteração do sistema CAR fisicamente pode sim resolver alguns problemas, como no exemplo da frequência de 427 Hz, onde existia em uma região de anti-ressonância. Após a mudança do posicionamento do alto-falante de controle a mesma frequência deixou de se apresentar em uma região de anti-ressonância, fazendo com que o sistema de controle funcionasse bem atingindo até 21,65 dB de atenuação de acordo com a tabela 6.37, onde a nível de exemplificação a frequência de 450 Hz, a mais próxima a qual estava debilitada que também se encontra em região de anti-ressonância apresentou resultado de 2,16 dB de atenuação de acordo com a tabela 6.24. Também levantando os dados da frequência de 350 Hz onde também se encontra em região de antirressonância vide figura 6.22, o mesmo também obteve péssimo resultado, conseguindo somente 1.72 dB de atenuação e ainda em um sistema instável.

A alteração de placas de aquisição foi um trabalho arriscado, no entanto foi determinante para a realização desta tese. O *Arduino Due*® demonstrou estabilidade e comunicação em tempo real com sistema. Isto leva a um outro patamar de conceito em aplicabilidade de sistema de controle de sinais de baixo custo. Pois em grande escala, os artigos apresentados e referenciados, trabalhavam com placas de aquisição de alto poder de processamento, trazendo altíssimo custo para a empregabilidade do sistema em qualquer esfera. A partir desta tese, deve-se trazer a tona a discussão da implementação real deste sistema em algum protótipo experimental real para que possa ser realmente levado a diante a questão de uma futura patente do sistema, ou talvez até mesmo viabilizar uma produção da mesma.

Por fim, o objetivo principal da tese foi alcançado mostrando a viabilidade técnica e comercial da veneziana acústica com controle ativo de ruído.

Trabalhos Futuros

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

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

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

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

REFERÊNCIAS

- [1] AGUIRRE, L.A., “Introdução à identificação de sistemas”, Editora UFMG, Belo Horizonte-MG, 2000.
- [2] AMORIM, L. D. 2014. “Ruído urbano e efeitos não auditivos na saúde da população: revisão de literatura”. Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, SC.
- [3] ARAUJO, B. C. D. “Proposta de elemento vazado acústico”. (Tese de Doutorado). São Paulo: Universidade de São Paulo, 2010. 169 f. <https://doi.org/10.11606/T.16.2010.tde-01062010-102405>
- [4] BITTENCOURT, L. S., SACRAMENTO, A., LEAL, T.A., CÂNDIDO, C. “Influência do tipo de fechamento dos peitoris ventilados na velocidade e distribuição da velocidade natural em salas de aula.” In: IX Encontro Nacional e V Latino Americano de Conforto no Ambiente Construído – ENCAC 2007. Ouro Preto, Brasil. Anais... Ouro Preto, Brasil, 2007.
- [5] BOTELHO, S.P.; FIORINI, A.C.; AZEVEDO, M.F., “Estudo das emissões otoacústicas em indivíduos expostos a ruído de bateria universitária”. Revista CEFAC, vol. 19, núm. 5, septiembre-octubre, 2017, pp. 645-653.
- [6] BURGESS, J. C., “Active Adaptive Sound Control in a Duct: A Computer Simulation”, Journal of the Acoustical Society of America, 70, (3), pp. 715–726, September 1981.
- [7] CAJUEIRO, E. B. A. Inferindo Posição e Carga de Haste Polida de Bombeio Mecânico a partir de Corrente de Saída de Inversor de Frequência. 154 f. il. 2012. Dissertação (Mestrado). Escola Politécnica, Universidade Federal da Bahia, Salvador.
- [8] CANTREL, RW, 1974. “Prolonged Exposure to Intermittent Noise: Audiometric, Biomechanical, Motor, Psychological and Sleep Effects”. The Laryngoscope, supl. 1, 84(10/2): 1-55.
- [9] CÁRDENAS, N.I.J, 2005, “O Controle Ativo de Ruído em Dutos: Um estudo teórico – experimental”, 129f.:il. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG Outubro de 2005.

- [10] CHEN, Y. C.; CHEN, C. L.; DONG, Q. CFD Modeling for Motor Fan System. Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International. v. 2, p. 764-768, 2003.
- [11] CLARKSON P. M., "Optimal and Adaptive Signal Processing. Boca Raton," FL: CRC Press, 1993.
- [12] DELFINO, L.C., 2005, "Controle Ativo de Ruído Utilizando Processadores Digitais de Sinais", 159f.:il Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia-MG Outubro de 2005.
- [13] ELLIOT S.J., STOTHERS I.M., NELSON P.A., McDONALD, A.M., QUINN D.C e SUNDERS T., "The active control of engine noise inside cars", in Proc. Inter-Noise, pp. 987-990, 1988.
- [14] ERIKSSON L.J, "Active sound and vibration control: A technology in transition", Noise Control Eng. J.44(1), 1996. <https://doi.org/10.3397/1.2828382>
- [15] FIELD, C. D.; FRICKE, F. R. "Theory and applications of quarter-wave resonators: a prelude to their use for attenuating noise entering buildings through ventilation openings." Applied Acoustics, v. 53, n. 1-3, p. 117-132, 1998. [https://doi.org/10.1016/S0003-682X\(97\)00035-2](https://doi.org/10.1016/S0003-682X(97)00035-2)
- [16] GOODWIN G. C. and SIN K. S., "Adaptive Filtering Prediction and Control," Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1984.
- [17] HANDLEY, J. M., 1995. "Controle de Ruído Industrial". Revista Acústica e Vibrações. 15.ed.
- [18] KIM, E.Y, KIM, B.H., LEE, S.K., "Active noise control in a duct system based on a frequency-estimation algorithm and the fx-lms algorithm." International Journal of Automotive Technology, Vol. 14, No. 2, pp. 291-299 (2013) DOI 10.1007/s12239-013-0033-z. <https://doi.org/10.1007/s12239-013-0033-z>
- [19] KUO, S.M., and CHEN J., "Multiple-Microphone Acoustic Echo Cancellation System with the Partial Adaptive Process", Digital Signal Processing, Vol.3, No.1, pp 1-10, January 1993. <https://doi.org/10.1006/dspr.1993.1007>

- [20] KUO S., PANAHAI I., CHUNG K., HORNER T., NADESKI M., CHYAN J., "Design of Active Noise Control Systems With the TMS320 Family", Texas Instruments (SPRA042), 1996.
- [21] LOGHMANI A., DANESH M., KWAK M. K., KESHMIRI M., "Active structural acoustic control of a smart cylindrical shell using a virtual microphone." Journal IOPscience. Vol. 25, Number 4, 14 de março 2016. DOI 10.1088/0964-1726/25/4/045020/meta.
- [22] LAUGESEN S. and ELLIOT S.J., "Multichannel active control of random noise in a small reverberant room," IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 1, pp, 241-249, Apr.1993.
- [23] LUEG, P., "Process of silencing sound oscillations", US Patent No. 2043416, 1936.
- [24] MACHADO, P.G.A. "Elementos finitos para análise da resistência de molaes com a utilização de pinos transfixados horizontalmente." Pontifícia universidade católica do rio grande do sul, Porto Alegre 2008.
- [25] MACIEL, M. A. "Controle ativo de ruído aplicado a venezianas acústicas". 2014. 119 p. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia.
- [26] MATHEUS, C. J. "Dispositivo de ventilação e sistema de esquadria." Silence Air International, PI 0510741-5A, 9 mai. 2005, 20 nov. 2007.
- [27] MIRANDA, J.G.O. "Controle ativo de ruído em dutos: Otimização do posicionamento de sensores receptores". 2013. 143f. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG.
- [28] MORGAN, D.R., "An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-28, pp. 454-467, Aug.1980. <https://doi.org/10.1109/TASSP.1980.1163430>
- [29] MUNJAL, M.L, 1987, "Acoustics of ducts and mufflers: with application to exhaust and ventilation system design". ISBN 0-471-84738-0, 328pages. John Wiley and Sons, Inc.
- [30] NELSON, P. A. and ELLIOTT, S. J., "Active Control of Sound", San Diego, CA: Academic, 1992.
- [31] NISHIDA, P. P. R. "Estruturas inteligentes aplicadas ao controle ativo de ruído de alta ordem em dutos". 2012. 110f. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG.

- [32] NUNES, M. A. A. “Utilização de Síntese Modal de Componentes e Particionamento Axial de Dutos para Controle dos Modos Acústicos de Alta Ordem”. 2009. 222f. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG.
- [33] NUÑEZ, I.J.C., CARDOSO, P.M e RIBEIRO J.F., “Controle Ativo de Vibrações Utilizando Algoritmos FXLMS Feedforward”, CBA 2004, 2004.
- [34] OITICICA, M. L. G. R. “Desempenho acústico de diferentes tipologias de peitoril Ventilado”. 259 f. (Tese de Doutorado). Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2010.
- [35] OLIVEIRA, E.L, 2012 “Controle Ativo de Ruído Aplicado a Dutos com Propagação de Modos Acústicos de Alta Ordem via Particionamento Axial.”, 2012, 130f. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG.
- [36] RADE, D.A., Apostila doc. “MEF – Métodos Dos Elementos Finitos Aplicados a Engenharia Mecânica” 2011, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia MG.
- [37] RAI, R. M., SINGH, A. P., UPADHYAY, T. N., PATIL, S. K. B., NAYAR, H. S., 1981. “Biochemical effects of Chronic Exposure to Noise in Man. International Archives Accupational Envionment and Health”. 48:331-337. <https://doi.org/10.1007/BF00378681>
- [38] SHINK J.J., “Adaptive IRR filtering”, IEEE ASSP, Magazine, April 1989.
- [39] STEARMS S.D., “Error surfaces of recursive adaptive filters”, IEEE Trans. on COM-28, No.6, June 1981.
- [40] TEKAVCIC, M., “Active Noise Control”, Seminar Oddelek za fiziko, Univerzav Ljubljani Fakulteta za Matematiko in fiziko, November 2011.
- [41] TESEO B., CONCILIO A., AMEDURI S., GIANVITO A. “Experimental Characterization of Hybrid Noise Control System Acting in Acoustic Duct”, Journal of Theoretical and Applied Mechanics, pp 313-326, Warsaw 2011.
- [42] VACHERON, A., 1993. “Les Effets Cardio-Vasculaires du Bruit”. Echo-Bruit, 59: 23-24.
- [43] VERARDI, M. “ANÁLISE DO ESCOAMENTO E DA GERAÇÃO DE RUÍDO NO SISTEMA DE VENTILAÇÃO EXTERNO DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO”. 2008. 160P. Dissertaça de Metrado, Universidade Federal de Santa Catarina.

- [44] VIEGAS, M. N. “Arquitetura e acústica bioclimática: estudo de fachadas visando ao controle de ruído urbano e conforto térmico nas edificações em clima quente e úmido”. 441 f. (Tese de Doutorado). Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2009.
- [45] WEG INDÚSTRIAS S/A. Catálogo Geral de Motores Elétricos. Jaraguá do Sul. 153 p. 2005.
- [46] WIDROW, B., GLOVER, J. R., MCCOOL, J. M., KAUNITZ, J., WILLIAMS, C. S., HERN, R. H., ZEIDLER, J. R., DONG, E. and GOODLIN, R. C., “Adaptive Noise Canceling: Principles and Applications”, Proc. of IEEE, Vol. 63, No. 12, pp. 1692–1716, December 1975. <https://doi.org/10.1109/PROC.1975.10036>
- [47] WIDROW, B. and STEARNS, S. D., “Adaptive Signal Processing”, Englewood Cliffs, NJ: PrenticeHall, 1985.
- [48] ZUFFI, G. A. “Desenvolvimento de Um Sistema de Controle Ativo de Ruído de Baixo Custo”. 2017. 71 f. M. Sc. Dissertation, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia.

WEBGRAFIA

<https://www.passeidireto.com/arquivo/1846434/apostila---mef---2011---rade> Acesso em: 24 de Novembro 2017

<http://www.owa.com.br/produtos/placas-acusticas-sonex-illtec/duplicata-de-perfilado.html> Acesso em: 26 de Novembro, 2017

<http://www.solucoesindustriais.com.br>. Acesso em: 27 de Dezembro 2017

<http://www.cepel.br/produtos/certificacoes>. Acesso em: 27 de Dezembro 2017

<https://www.bksv.com/en/products/transducers/acoustic/microphones/microphone-preamplifier-combinations/4957> Acesso em: 27 de Dezembro 2017

<https://www.pcb.com/Products/model/426E01> Acesso em: 27 de Dezembro 2017

<http://bezerramotores.com.br/queimas-de-motores-eletricos/causas-de-queima-de-motores-eletricos/>. Acesso em: 28 de Dezembro 2017

<http://www.ni.com/pt-br/support/model.usb-9162.html> Acesso em: 28 de Dezembro 2017

<http://www.acusticateoria.com.br/acustica-para-grupo-gerador/>. Acesso em: 28 de Dezembro 2017

<https://www.tek.com/oscilloscope/tds2000-digital-storage-oscilloscope> Acesso em 28 de Dezembro 2017

<http://www.trox.hu/hu/>. Acesso em: 28 de Dezembro 2017

<https://www.filipeflop.com/blog/o-que-e-arduino/> Acesso em: 03/01/2018

<https://www.embarcados.com.br/arduino-due/> Acesso em: 03/01/2018

<https://www.filipeflop.com/produto/regulador-de-tensao-lm2596-conversor-dc-dc-step-down/> Acesso em: 03/01/2018

APÊNDICE A

A. Programa C++ Utilizado para compilar o Arduino Due.

```
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
// #include <conio.h>
#include <string.h>
#include <math.h>

// Ajuste principais do controle

#define MM 10

#define CH_IN_P A0    // Canal de entrada do sinal de Perturbação
#define CH_IN_S A1    // Canal de entrada do sinal do Sensor
#define CH_OUT DAC0    // Número do canal de DA

float u_old=0.;

//Resultados para Caminho Secundário ATUADOR A ESQUERDA SUPERIORz (Alteração
do falante de controle para ESQUERDA SUPERIOR DA VENEZIANA
#define N_FILT 11 // Filtro passa banda para a força

float A_F[N_FILT]={1.00000, -7.53998, 25.98878, -53.99822, 74.96693, -72.70354,
49.89072, -23.92156, 7.67030, -1.48537, 0.13195};
float B_F[N_FILT]={0.001159, 0.000000, -0.005795, 0.000000, 0.011591,
0.000000, -0.011591, 0.000000, 0.005795, 0.000000, -0.001159};

float A[36] = {1.0000, -0.7866, 0.1467, -0.0777, 0.0001, 0.0517, -0.0846,
-0.0689, -0.0411, -0.0220, 0.0212, 0.0389, 0.0377, -0.0009,
-0.0039, 0.0489, 0.0870, 0.0268, 0.0046, 0.0323, 0.0161,
-0.0318, -0.0072, 0.0097, -0.0040, 0.0265, -0.0071, -0.0389,
-0.0225, -0.0089, 0.0157, 0.0143, -0.0280, 0.0335, -0.0339,
0.0366};

float B[35] = {0.0000, 0.0004, -0.0017, 0.0026, -0.0022, 0.1785, 0.1936,
-0.2657, 0.0236, -0.0566, -0.0975, 0.0027, -0.0033, -0.0231,
0.0082, 0.0195, -0.0145, -0.0129, -0.0292, -0.0173, 0.0014,
-0.0037, -0.0068, 0.0051, 0.0223, 0.0083, 0.0098, 0.0304,
0.0181, 0.0094, 0.0038, 0.0392, -0.0111, -0.0080, -0.0192};
```

```
/*
//Resultados para Caminho Secundário fechado de 23% 200hz (Alteração do falante de
controle para de 2 polegadas)
```

```
#define N_FILT 11 // Filtro passa banda para a força
```

```
float A_F[N_FILT]={1.00000, -7.53998, 25.98878, -53.99822, 74.96693, -72.70354,
49.89072, -23.92156, 7.67030, -1.48537, 0.13195};
```

```
float B_F[N_FILT]={0.001159, 0.000000, -0.005795, 0.000000, 0.011591,
0.000000, -0.011591, 0.000000, 0.005795, 0.000000, -0.001159};
```

```
float A[36] = {1.0000, -0.7611, 0.2577, -0.2439, 0.1753, 0.0182, 0.2242, -
0.0726, 0.0269,
-0.0523, 0.0458, 0.0763, 0.1241, -0.0950, -0.0726, 0.0252, 0.0935,
0.0169,
-0.0108, -0.0230, -0.0083, 0.0072, 0.0249, 0.0247, 0.0201, -0.0159, -
0.0018,
0.0170, 0.0222, 0.0445, -0.0146, 0.0108, 0.0035, 0.0166, 0.0087, -
0.0225};
```

```
float B[35] = {0.0000, 0.0031, 0.1649, 0.4846, -0.1157, -0.1743, -0.0987, -
0.0391,
-0.2832, -0.0229, -0.0426, 0.0858, -0.0048, -0.0329, -0.0665, 0.0135,
0.1082, 0.1357, 0.0594, -0.0195, -0.0428, 0.0252, 0.0898, 0.0658,
-0.0227, -0.0761, -0.0536, -0.0157, 0.0140, -0.0146, -0.0540, -0.0688,
-0.0188, 0.0213, 0.0234};
```

```
/*
//Resultados para Caminho Secundário fechado de 23% 250hz (Alteração do falante de
controle para de 2 polegadas)
```

```
#define N_FILT 11 // Filtro passa banda para a força
```

```
float A_F[N_FILT]={1.00000, -7.53998, 25.98878, -53.99822, 74.96693, -72.70354,
49.89072, -23.92156, 7.67030, -1.48537, 0.13195};
```

```
float B_F[N_FILT]={0.001159, 0.000000, -0.005795, 0.000000, 0.011591,
0.000000, -0.011591, 0.000000, 0.005795, 0.000000, -0.001159};
```

```
float A[36] = {1.0000, -0.6976, 0.2373, -0.2707, 0.1794, -0.0049, 0.2137, -
0.0897, 0.0564,
-0.0842, 0.0402, 0.0260, 0.0958, -0.1123, -0.1020, -0.0276, 0.0449, -
0.0095,
-0.0602, -0.0800, -0.0645, -0.0334, -0.0045, -0.0356, -0.0117, -0.0399,
-0.0366,
-0.0288, 0.0052, -0.0008, -0.0140, -0.0230, -0.0051, 0.0055, 0.0143, -
0.0482};
```

```

float B[35] = {0.0000, -0.0134, 0.1701, 0.5277, -0.0857, -0.1744, -0.1124, -
0.0267,
-0.2948, -0.0454, -0.0535, 0.1120, 0.0145, -0.0245, -0.0928, -0.0012,
0.0946, 0.1357, 0.0447, -0.0320, -0.0445, 0.0204, 0.0789, 0.0547,
-0.0074, -0.0437, -0.0504, 0.0081, 0.0385, 0.0085, -0.0490, -0.0612,
-0.0200, 0.0194, 0.0332};

/*
//Resultados para Caminho Secundário fechado de 23% 350hz (Alteração do falante de
controle para de 2 polegadas)

#define N_FILT 11 // Filtro passa banda para a força

float A_F[N_FILT]={1.00000, -7.53998, 25.98878, -53.99822, 74.96693, -72.70354,
49.89072, -23.92156, 7.67030, -1.48537, 0.13195};
float B_F[N_FILT]={0.001159, 0.000000, -0.005795, 0.000000, 0.011591,
0.000000, -0.011591, 0.000000, 0.005795, 0.00000, -0.001159};

float A[36] = {1.0000, -0.5346, 0.2696, -0.2570, 0.2127, -0.0380, 0.2779, -
0.0832, 0.1268,
-0.0692, 0.0773, 0.0196, 0.1505, -0.0641, -0.0602, -0.0375, 0.0729,
0.0146,
0.0113, -0.0469, -0.0181, -0.0281, 0.0077, 0.0153, 0.0339, 0.0237,
-0.0061,
0.0173, 0.0424, 0.0324, 0.0102, 0.0132, 0.0178, 0.0295, 0.0308, -
0.0015};

float B[35] = {0.0000, -0.0574, 0.1289, 0.5561, -0.0224, -0.1265, -0.0726,
0.0154,
-0.2760, -0.0463, -0.0771, 0.1178, 0.0331, -0.0096, -0.1169, -0.0071,
0.0802, 0.1361, 0.0367, -0.0191, -0.0493, 0.0275, 0.0592, 0.0692,
-0.0028, -0.0539, -0.0519, -0.0062, 0.0382, 0.0179, -0.0201, -0.0525,
-0.0433, -0.0189, 0.0175};

/*

//Resultados para Caminho Secundário fechado de 0 a 800Hz (Alteração do falante de
controle para de 2 polegadas)

#define N_FILT 11 // Filtro passa banda para a força

float A_F[N_FILT]={1.00000, -7.53998, 25.98878, -53.99822, 74.96693, -72.70354,
49.89072, -23.92156, 7.67030, -1.48537, 0.13195};
float B_F[N_FILT]={0.001159, 0.000000, -0.005795, 0.000000, 0.011591,
0.000000, -0.011591, 0.000000, 0.005795, 0.00000, -0.001159};

float A[36] = {1.0000, -0.8878, 0.0004, 0.0520, 0.1026, 0.0525, -0.1045, -
0.1022, 0.0275,

```



```

        0.0432, -0.0298, -0.0179, 0.0671, 0.0541, 0.0083, -0.0008, 0.0363,
0.0558,
        0.0003, -0.0117, 0.0166, 0.0182, 0.0049, -0.0187, -0.0063, -0.0118,
0.0217,
        0.0122, -0.0282, -0.0179, 0.0275, 0.0179, -0.0004, 0.0233, -0.0325,
0.0136};

```

```

float B[35] = {0.0000, -0.0002, 0.0003, 0.0003, -0.0008, 0.0634, 0.0583,
0.0832,
        -0.0437, -0.1449, 0.0474, 0.0186, -0.0213, -0.0300, 0.0082, -0.0578,
-0.0733, -0.0146, 0.0107, -0.0099, -0.0169, 0.0354, 0.0233, 0.0093,
0.0222, 0.0098, 0.0199, -0.0070, 0.0180, -0.0377, 0.0133, -0.0324,
0.0249, -0.0034, 0.0319};

```

```

/*

```

```

*

```

```

//Resultados para Caminho Secundário fechado de 0 a 800Hz (Alteração do falante de
controle para de 2 polegadas)

```

```

#define N_FILT 11 // Filtro passa banda para a força

```

```

float A_F[N_FILT]={1.00000, -7.53998, 25.98878, -53.99822, 74.96693, -72.70354,
49.89072, -23.92156, 7.67030, -1.48537, 0.13195};

```

```

float B_F[N_FILT]={0.001159, 0.000000, -0.005795, 0.000000, 0.011591,
0.000000, -0.011591, 0.000000, 0.005795, 0.000000, -0.001159};

```

```

float A[36] = {1.0000, -0.8878, 0.0004, 0.0520, 0.1026, 0.0525, -0.1045, -
0.1022, 0.0275,
        0.0432, -0.0298, -0.0179, 0.0671, 0.0541, 0.0083, -0.0008, 0.0363,
0.0558,
        0.0003, -0.0117, 0.0166, 0.0182, 0.0049, -0.0187, -0.0063, -0.0118,
0.0217,
        0.0122, -0.0282, -0.0179, 0.0275, 0.0179, -0.0004, 0.0233, -0.0325,
0.0136};

```

```

float B[35] = {0.0000, -0.0002, 0.0003, 0.0003, -0.0008, 0.0634, 0.0583,
0.0832,
        -0.0437, -0.1449, 0.0474, 0.0186, -0.0213, -0.0300, 0.0082, -0.0578,
-0.0733, -0.0146, 0.0107, -0.0099, -0.0169, 0.0354, 0.0233, 0.0093,
0.0222, 0.0098, 0.0199, -0.0070, 0.0180, -0.0377, 0.0133, -0.0324,
0.0249, -0.0034, 0.0319};

```

```
/*
```

```
//Resultados para Caminho Secundário fechado de 200 a 400Hz (Alteração do falante  
de controle para de 2 polegadas)
```

```
#define N_FILT 5 // Filtro passa banda para a força
```

```
float A_F[N_FILT]={1.00000, -3.237604613723823, 4.217075724872188, -  
2.599452581927784, 0.648056734862051};
```

```
float B_F[N_FILT]={0.019238573667913, 0.000000, -0.038477147335826, 0.000000,  
0.019238573667913};
```

```
float A[36] = {1.0000, -0.2846, -0.1535, -0.0420, 0.0289, 0.0564, 0.0136, -  
0.0202,  
-0.0436, -0.0488, -0.0389, -0.0037, 0.0111, 0.0200, 0.0248, 0.0267,  
0.0291, 0.0311, 0.0414, 0.0394, 0.0489, 0.0363, 0.0201, 0.0061,  
0.0077, 0.0095, 0.0170, 0.0144, -0.0106, -0.0290, -0.0226, -0.0045,  
0.0164, 0.0059, 0.0085, -0.0211};
```

```
float B[35] = {0.0000, -0.0004, 0.0006, 0.0014, -0.0025, 0.0647, 0.0918,  
0.1588,  
0.0221, -0.0910, -0.0451, -0.0045, -0.0101, -0.0305, 0.0103, -0.0599,  
-0.1329, -0.0922, -0.0487, -0.0529, -0.0624, 0.0266, 0.0021, 0.0284,  
0.0037, 0.0605, 0.0092, 0.0596, 0.0255, -0.0201, 0.0830, -0.1113,  
0.1768, -0.1324, 0.1701};
```

```
/*
```

```
//Resultados para Caminho Secundário fechado de 200 a 400Hz (Alteração do falante  
de controle para de 2 polegadas)
```

```
#define N_FILT 5 // Filtro passa banda para a força
```

```
float A_F[N_FILT]={1.00000, -3.237604613723823, 4.217075724872188, -  
2.599452581927784, 0.648056734862051};
```

```
float B_F[N_FILT]={0.019238573667913, 0.000000, -0.038477147335826, 0.000000,  
0.019238573667913};
```

```
float A[36] = {1.0000, -0.2846, -0.1535, -0.0420, 0.0289, 0.0564, 0.0136, -  
0.0202,  
-0.0436, -0.0488, -0.0389, -0.0037, 0.0111, 0.0200, 0.0248, 0.0267,  
0.0291, 0.0311, 0.0414, 0.0394, 0.0489, 0.0363, 0.0201, 0.0061,
```

```
0.0077, 0.0095, 0.0170, 0.0144, -0.0106, -0.0290, -0.0226, -0.0045,
0.0164, 0.0059, 0.0085, -0.0211};
```

```
float B[35] = {0.0000, -0.0004, 0.0006, 0.0014, -0.0025, 0.0647, 0.0918,
0.1588,
0.0221, -0.0910, -0.0451, -0.0045, -0.0101, -0.0305, 0.0103, -0.0599,
-0.1329, -0.0922, -0.0487, -0.0529, -0.0624, 0.0266, 0.0021, 0.0284,
0.0037, 0.0605, 0.0092, 0.0596, 0.0255, -0.0201, 0.0830, -0.1113,
0.1768, -0.1324, 0.1701};
```

```
#define N_FILT 11 // Filtro passa banda para a força
```

```
/*Resultados para caminho Secundário fechado em 200hz:
```

```
float A[36] = {1.0000, -1.6510, 1.0047, -0.0998, -0.1603, 0.0427, 0.1103,
0.0008, -0.0185,
0.0595, -0.0046, -0.0243, 0.0520, -0.0070, 0.0085, 0.0935, -0.0217, -
0.0680,
0.0134, 0.0181, -0.0040, 0.0556, -0.0556, 0.0498, 0.0119, 0.0044,
0.0255,
-0.0703, -0.0080, 0.0342, -0.0112, 0.0091, -0.0051, 0.0123, 0.0140, -
0.0194};
```

```
float B[35] = {0.0000, 0.0077, -0.0130, 0.8655, -0.2452, -0.6505, 0.8683, -
0.4503, -0.3703,
0.1597, -0.1821, -0.0982, -0.1027, 0.1062, -0.0908, -0.0357, 0.0878,
0.1192,
0.0242, 0.0366, -0.0302, -0.0666, -0.0347, -0.0240, -0.0402, -0.0154,
0.0263,
0.1031, 0.0462, 0.0611, 0.0389, -0.0364, 0.0177, -0.0089, -0.0270};
```

```
/*Resultados para caminho secundario fechado 20 a 20khz usando Gerador de sinais:
```

```
float A[36] = {1.0000, -1.4141, 0.7703, -0.1307, 0.0252, 0.0457, -0.0555,
0.1834, -0.0915,
0.1100, -0.0155, 0.0142, -0.0066, 0.0439, -0.0104, 0.1029, 0.0260, -
0.0938,
0.0261, 0.0093, 0.0462, 0.0116, -0.0344, 0.0301, 0.0319, 0.0052,
0.0181,
-0.0366, -0.0578, 0.0957, -0.0636, 0.0327, -0.0106, 0.0019, 0.0227, -
0.0154};
```

```
float B[35] = {0.0000, 0.0033, 0.0005, 0.2814, 0.7262, -0.6539, 0.2492,
0.0287, -0.1795,
```

```

        -0.2474, -0.0746, -0.1194, -0.1742, -0.0284, -0.0333, -0.0473, -0.0728,
0.1130,
        0.0615, 0.0548, 0.0226, -0.0466, -0.0297, -0.0075, 0.0155, -0.0292, -
0.0038,
        0.0604, 0.0892, 0.0403, 0.0522, 0.0160, -0.0293, 0.0471, -0.0415};

```

/*Ótimos resultados para Caminho Secundário banda Estreita (200 a 600) HZ Usando Arduino:

```

float A[36] = {1.0000, -1.5484, 0.6051, -0.0386, 0.0751, -0.0031, 0.0015, -
0.0714, 0.0723, 0.0112, -0.0845, 0.0059,
        0.0707, 0.0521, -0.0544, 0.0064, 0.0195, -0.0161, 0.0003, -0.0055,
0.0127, 0.0081, 0.0152, 0.0063,
        -0.0228, -0.0362, 0.0417, 0.0183, -0.0334, 0.0003, 0.0201, 0.0077,
0.0010, 0.0134, -0.0470, 0.0366};

```

```

float B[35] = {0.0000, -0.0044, 0.0095, -0.0148, 0.0194, 0.0161, 0.1769,
0.0252, 0.0908, -0.2153, -0.0674, 0.1213,
        0.0031, -0.0453, -0.0248, -0.0136, -0.0990, -0.0156, -0.0007, 0.0052,
-0.0476, 0.0244, -0.0106, -0.0204,
        -0.0142, -0.0253, 0.0471, -0.0499, 0.0880, -0.0920, 0.1111, -0.1032,
0.0914, -0.0636, 0.0801};

```

/*Péssimos resultados:

```

/*float A[56] = {1.0000, -1.4785, 0.5756, -0.0172, 0.0773, -0.1382, 0.1156, -
0.0379,
        0.0554, 0.0113, -0.0861, 0.0146, 0.0573, 0.0679, -0.0909, 0.0270,
0.0570, -0.0251, 0.0137, -0.0314, 0.0375, -0.0094, 0.0030, 0.0029,
-0.0018, 0.0132, -0.0091, 0.0040, -0.0045, 0.0179, 0.0162, 0.0111,
0.0179, 0.0105, -0.0214, -0.0156, 0.0061, -0.0040, -0.0281, 0.0200,
0.0239, 0.0176, -0.0074, 0.0024, -0.0379, 0.0243, 0.0274, -0.0112,
-0.0183, 0.0099, 0.0052, -0.0032, 0.0021, -0.0207, 0.0370, -0.0256};

```

```

float B[55] = {0.0000, -0.0011, 0.0040, -0.0073, 0.0113, -0.0126, 0.0792,
0.1335,
        0.0651, -0.0487, -0.1879, 0.1130, 0.0233, -0.0366, 0.0004, -0.0070,
-0.0559, -0.0203, -0.0050, -0.0060, -0.0482, 0.0169, -0.0204, -0.0034,
-0.0438, 0.0097, -0.0129, -0.0067, -0.0108, -0.0017, -0.0177, 0.0037,
-0.0128, 0.0052, 0.0095, 0.0092, 0.0171, -0.0061, 0.0291, -0.0100,
0.0285, -0.0119, 0.0158, -0.0216, 0.0186, -0.0334, 0.0328, -0.0440,
0.0718, -0.0545, 0.0589, -0.0622, 0.0433, -0.0307, 0.0424};

```

```

0.1618, -0.1022, 0.2081, -0.1340, 0.1135};

```

```

/*float A[61] = {1.000000000000000, -1.089218614196664, 0.330836201708582, -
0.25574198661132, 0.149074943880505, -0.019859513458714, -
0.026585711662190, 0.031954623472562,
0.034457582492501, 0.060060751939218, -0.095212038018145, -
0.025369311998904, 0.059110732073794, -0.164070485322300,
0.015202987269480, -0.040834777430442, 0.023999895018323,
0.027334380032472, 0.078699881124754, 0.003464508649133, -
0.036118133536990, 0.000956537758207, -0.007502040663092,
0.061445925069503, -0.034187607266201, -0.015596013787134,
0.028097787008279, 0.021847366686291, -0.042492309714674, -
0.003281398650460, 0.051038536432536, -0.016580389347110, -
0.029529453146066, 0.075034567936320, -0.047362120646813,
-0.053742833366695, 0.094678715108792, -0.051464613631499,
0.000227247555711, 0.004022169666175, -0.009138551938073, -
0.006160823044180, 0.009767918056275, -0.002320408833206,
0.006538477496454, -0.016230170740384, 0.010473508221438, -
0.012358523721853, -0.010978946052735, -0.014686838716241,
0.027965088264009, -0.012632624095049, 0.025740230354765,
-0.032928148930008, 0.042862629889420, -0.025749207483004, -
0.010149212202834, 0.003016632577658, 0.004970431663387, -
0.000253447106797, 0.005243584766152};

```

```

float B[60] = {0, 0.000869283597858, -0.003685988752300, 0.004797546315399, -
0.004673185605182, 0.002721417961627, -0.001742986570789,
0.000236407614024, -0.004673185605182,
0.002721417961627, -0.001742986570789, 0.000236407614024, -
0.000317651179019, 0.003715035355712, -0.010202086272884,
0.015879788571076, -0.019273317795584, 0.021531335458623,
0.048207207530840, 0.203155316027144, -0.284514355215151, -
0.273304170137590, 0.470379570294085, -0.239736499718024, -
0.053305640369291, 0.246294740593057, -0.325288594140045,
0.215906249123046, -0.058106232123533, -0.060134626258114,
0.236119428956275, -0.148691324545260, 0.069474533712487,
0.011528252738502, -0.082222562458374, -0.046323993833942,
0.071839951288893, -0.004950407628348, -0.082299014828723,
0.091834747246784, -0.049491598266799, -0.011542297234527,
0.058162960005186, -0.019959675750597, -0.010848623574478,
0.056426217822090, -0.046693691030992, 0.013240525180622,
0.024238794321648, -0.022460431401888, 0.020701574969162, -
0.047081314414833, 0.012997803522692, 0.025081500447167,
-0.051949419915123, 0.054242885189657, 0.051568235033207, -
0.111309560507123, 0.091014018803534, -0.060759940278051};*/

```

```
int Sig[10];
```

```
unsigned int na = 36, nb = 35, nk = 1 ;
```

```

float Freq_Aquis=4096.; // ***** 4096
float ganho_excit=0.2;
unsigned long TIME_OUT=(unsigned long) 1.e6/Freq_Aquis;    // Tempo de
Amostragem em microsegundos.

//*****

float B1_OUT=0.98489;
float B2_OUT=-0.98489;
float A_OUT=-0.96978;
float Ch0_old=0;
float Ch0_new=0.;
float Ch1_old=0;
float Ch1_new=0.;
float Ch0_filt_old=0;
float Ch1_filt_old=0.;

float ref=0.0, e0 = 0.0, NDC = 0.0;

unsigned int dk= 0;

float N=1.0;
// parâmetros da aquisição
unsigned int Time_Init,Time,Time_excitacao = 1000, Time_Total = 2000;

#define N_PONTOS 1000
#define N_FORCA 5000
//#define N_FORCA 10

// parâmetros do FXLMS
int MAX_CONTROL_LOOP= 1000; // Número máximo de iteração do controle
***** 1000
float f[2*N_FILT]; // vetor do filtro da força
float *x; // Armazena o sinal do derro
float *xf; // Armazena o sinal do derro
//float yf[MAX_CONTROL_LOOP]; // Armazena o sinal do derro
//float mi[MAX_CONTROL_LOOP]; // Armazena o sinal do derro
float *e; // Armazena o sinal do derro
float coef[MM]; // coeficientes do polinômio ....
int Sinal[N_PONTOS];
int Forca[N_FORCA];
char Text_Out[64]; // exporta dados
float s=0.;

```

```

float mi;
float Mi=0.1, alfa =1.0;
int I_Control=0; // índice de controle
int I_FIFO;
int I_FIFO_FORC;
int off_set_ad=2048;
int I_FORCA=0;
int M;

unsigned long AquisFnc(unsigned long t_fim_aquis,float &Ch_0,float &Ch_1)    //
Função de Aquisição
{
    unsigned long t;

    do {
// delayMicroseconds(2);
        Ch0_new=(float) analogRead(CH_IN_P);
        Ch1_new=(float) analogRead( CH_IN_S);
        t=micros();
    } while(t<t_fim_aquis-20);
    Ch_0=B1_OUT*Ch0_new+B2_OUT*Ch0_old-A_OUT*Ch0_filt_old;
    Ch_1=B1_OUT*Ch1_new+B2_OUT*Ch1_old-A_OUT*Ch1_filt_old;
    Ch0_filt_old=Ch_0;
    Ch0_old=Ch0_new;
    Ch1_filt_old=Ch_1;
    Ch1_old=Ch1_new;
    if(t<t_fim_aquis) return t_fim_aquis;
    else return t;
}
// -----

float randn (float mu, float sigma)
{
    float U1, U2, W, mult;
    static float X1, X2;
    static int call = 0;

    if (call == 1)
    {
        call = !call;
        return (mu + sigma * (float) X2);
    }

    do
    {
        U1 = -1 + ((float) rand () / RAND_MAX) * 2;
        U2 = -1 + ((float) rand () / RAND_MAX) * 2;

```

```

    W = pow (U1, 2) + pow (U2, 2);
}
while (W >= 1 || W == 0);

mult = sqrt ((-2 * log (W)) / W);
X1 = U1 * mult;
X2 = U2 * mult;

call = !call;

return (mu + sigma * (float) X1);

}
// -----
void Inicia_Forca(void)
{
    int i;
    srand(micros());
    // Serial.print("Rand Number" ); Serial.println((float) rand()/RAND_MAX);
    for(i=0;i<N_FORCA;i++) Forca[i]=(int) (4096*randn (0,ganho_excit)+20148);
    I_FIFO_FORC=0;
}

// -----
float Forc_Filtrado(void)
{
    int i,j;
    float *U=&f[N_FILT];
    float forc=FORC_RAND();
    U[I_FORCA]=forc;
    // U[I_FORCA]=sin(2*3.141516*100*Time*1e-6);
    forc=B_F[0]*U[I_FORCA];
    for(i=1,j=I_FORCA-1;j>-1;i++,j--) forc+=B_F[i]*U[j]-A_F[i]*f[j];
    for(j=N_FILT-1;i<N_FILT;i++,j--) forc+=B_F[i]*U[j]-A_F[i]*f[j];
    f[I_FORCA]=forc;
    I_FORCA++;
    if(I_FORCA==N_FILT) I_FORCA=0;
    return forc;
}
// -----
float FORC_RAND(void)
{
    float forc=(Forca[I_FIFO_FORC]-2048.)/4096.;
    I_FIFO_FORC++;
    if(I_FIFO_FORC==N_FORCA) {

```



```

    I_FIFO_FORC=(int) ((float) rand () /(float) RAND_MAX*(float)N_FORCA);
    if(I_FIFO_FORC>N_FORCA-50) I_FIFO_FORC=N_FORCA-200;
}
return forc;
}

// -----
void Calibra_Forca(void)
{
    { // normalizar the ruído
        float u,Maxb=0;
        int i,j;

        for(i=1;i<20;i++) {
            float MAX=-1e14;
            for(j=0;j<100;j++) {
                u=Forc_Filtrado();
                // Serial.println(u);
                if(MAX<fabs(u)) MAX=fabs(u);
            }
            Maxb+=(MAX-Maxb)/(float) i;
        };
        Serial.print("Maxb = "); Serial.println(Maxb);
    }

}

// -----
// adquire armax
// -----xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx-----
void AdquireARMAX(void)
{
    // put your main code here, to run repeatedly:
    float e0,u;
    int i,j,k;
    float Ch_0,Ch_1;
    I_FIFO=0;
    int f_out;
    for(int i=-(na+nk);i<MAX_CONTROL_LOOP;i++) {
        x[i]=xf[i]=0.0;
    }
    Time=Time_Init=micros();
    do{
        f_out=(int) (Forc_Filtrado()*4096.)+2048;
        if(f_out>4000) f_out=4000;
        if(f_out<96) f_out=96;
        // Serial.println(f_out);
        analogWrite(DAC1,f_out);
    }
}

```

```

    Time= AquisFnc(Time+TIME_OUT,Ch_0,Ch_1);
} while(Time-Time_Init<5.e6);
Time=Time_Init=micros();
// for(int i_ext=0;i_ext<300;i_ext++) {
for(int i_aquis=0;i_aquis<N_PONTOS;i_aquis++) {
    f_out=(int) (Forc_Filtrado()*4096.)+2048;
    if(f_out>4000) f_out=4000;
    if(f_out<96) f_out=96;
//    analogWrite(DAC0,0*f_out_0+4000);
    analogWrite(DAC1,f_out);
    Time= AquisFnc(Time+TIME_OUT,Ch_0,Ch_1);
    Sinal[i_aquis]=10000*(f_out);
    Sinal[i_aquis]+=(Ch_1+4000);
    e[l_FIFO] = Ch_1/2048.;
    x[l_FIFO] = Ch_0/2048.;

```

```

// Controle FXLMS

```

```

{
    u=0.;
    for(k=1,j=l_FIFO-1;k<na;k++,j--) {
        u-=( A[k]*xf[j]);
    }
    for(k=0,j=l_FIFO-nk;k<nb;k++,j--) {
        u+=( B[k] * x[j]);
    }
    xf[l_FIFO]=u;
    N=N+0.01;
    alfa=1/N;
    s= alfa*u*u + (1-alfa)*s;
// Cálculo do passo de adaptação
    mi=Mi/((MM+1+dk)*s);
// mi[i]=0.01;

```

```

// Atualização dos coeficientes

```

```

e0=e[l_FIFO];
for(k=0;k<MM;k++) {
    coef[k]+=2*mi*e0*u;
}

```

```

// Fase 1.3: Algoritmo de Controle FXLMS

```

```

u=0;

```

```

for(k=0,j=l_FIFO;k<MM;k++)
{

```

```

    if(j<0) j+=MAX_CONTROL_LOOP;
    u+=coef[k]*x[j]; //Filtro FIR Y(n)= sumatorio de k=0 ate M [C(k)*X(n-k)] - Pag. 50
  }
  u = u;
  u=(int) u*4096.+2048;
  if(u>4000) u=4000;
  if(u<96) u=96;
  l_FIFO++;
  if(l_FIFO==MAX_CONTROL_LOOP) {
    l_FIFO=0;
    for(i=1;i<=na+nk;i++) {
      x[-i]=x[MAX_CONTROL_LOOP-i];
      xf[-i]=xf[MAX_CONTROL_LOOP-i];
    }
  }
}
}
}
}

```

```
// -----xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx-----
```

```
// -----
```

```

void setup() {
  // put your setup code here, to run once:
  // Ajustar Nível DC da Aquisição
  Serial.begin(115200);
  analogReadResolution(12);
  analogWriteResolution(12);
  { // mont pilha
    M=MM>na+nk ? MM : na+nk;
    x=new float[MAX_CONTROL_LOOP];
    xf=new float[MAX_CONTROL_LOOP];
    e=new float[MAX_CONTROL_LOOP];
    for(int i=0;i<MAX_CONTROL_LOOP;i++) x[i]=xf[i]=0.0;
    x+=M;
    xf+=M;
    MAX_CONTROL_LOOP-=MM;
  }
  N=1.0;
  for(int k=0;k<MM;k++) coef[k]=0.0;
  Time=Time_Init=micros();
  l_FORCA=0;
  l_FIFO=0;
  Time=Time_Init=micros();
}

```

```

    }
}
// ----- FXLMS -----

void loop() {
    //////////////////////////////////////
    // Inicio da rotina de controle
    //////////////////////////////////////

    // Variáveis do controle
    int F_out;
    float e0,u;;
    float Ch_0,Ch_1;

    int i,j,k, N;

    int dk=nk;

    // Fase 1: Aquisição dos dados

    //////////////////////////////////////
    @@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@
    @@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@
    Time= AquisFnc(Time+TIME_OUT,Ch_0,Ch_1);

    e[l_FIFO] = Ch_1/4096.; // ***** 4096

    x[l_FIFO] = Ch_0/4096.; // ***** 4096

    // Controle FXLMS
    u=0.;
    for(k=1,j=l_FIFO-1;k<na;k++,j--) {
        u-=( A[k]*xf[j]);
    }
    for(k=0,j=l_FIFO-nk;k<nb;k++,j--) {
        u+=( B[k] * x[j]);
    }
    xf[l_FIFO]=u;

    //  N=N+1;
    alfa=1.+0.04*Freq_Aquis;
    //  alfa = 1./N;
    u*=10.; // 10.
    s+=(u*u-s)/alfa;

```

```

// s=u*u;
// Cálculo do passo de adaptação
mi=Mi/((float) (MM+1)*s);

if(mi>1.0) mi=1.0;
// mi=.01;
// Atualização dos coeficientes
// Serial.println(mi*100.);
e0=e[I_FIFO];
for(k=0,j=I_FIFO;k<MM;k++,j--) {
coef[k]+=2*mi*e0*xf[j];
}

// Fase 1.3: Algoritmo de Controle FXLMS

u=0;

for(k=0,j=I_FIFO;k<MM;k++,j--)
{
u+=coef[k]*x[j]; //Filtro FIR Y(n)= sumatorio de k=0 ate M [C(k)*X(n-k)] - Pag. 50
}

u=-u;

if( fabs(u) > .3 ) u = .3*u/fabs(u); // Limita o controle a +- .5 Volts no DA

// u=.2*sin(2*3.141592*250*Time/1e6);
// Serial.println(u);
F_out=(int) (u*4096.)+2048; // ***** 4096 2048
// F_out=(int) (x[I_FIFO]*4096.)+2048;
if(F_out>4000) F_out=4000;
if(F_out<96) F_out=96;
// Serial.println(F_out);

analogWrite(DAC1,F_out);
I_FIFO++;
if(I_FIFO==MAX_CONTROL_LOOP) {
I_FIFO=0;
for(i=1;i<=M;i++) {
x[-i]=x[MAX_CONTROL_LOOP-i];
xf[-i]=xf[MAX_CONTROL_LOOP-i];
}
}

// Serial.print("Freq_Aquis [hz] = ");

```

```
// Serial.println((float) MAX_CONTROL_LOOP/((Time-Time_Init)*1e-6));  
// Time_Init=Time;  
}  
u_old=u;  
}
```

Apêndice B

As apresentações dos resultados estão de acordo com a seguinte tabela:

Tabela B.1: Modelo de apresentação das tabelas com os resultados do CAR.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
Frequências Discretas: 150 a 1000 Hz (de 50 em 50 Hz)	Variando o número de variáveis aplicáveis no programa C++ (Pesos do FXLMS de Widrow)	Valor da pressão acústica antes de iniciar controle.	Valor da pressão acústica após iniciar controle.	Valor em dB da diferença entre o dBi antes e o dBf depois do CAR se iniciar.

B.1 Resultados obtidos com caminho secundário banda estreita 0 a 800 Hz

Serão mostrados os resultados de 150 a 800 Hz variando de 50 em 50 Hz. De 800 a 1000 Hz o passo foi de 100 Hz. Após a apresentação das tabelas contendo as frequências discretas, será apresentado o gráfico no tempo com melhor resultado, apresentado em fundo azul na tabela.

Tabela B.2: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 150hz. (Continua)

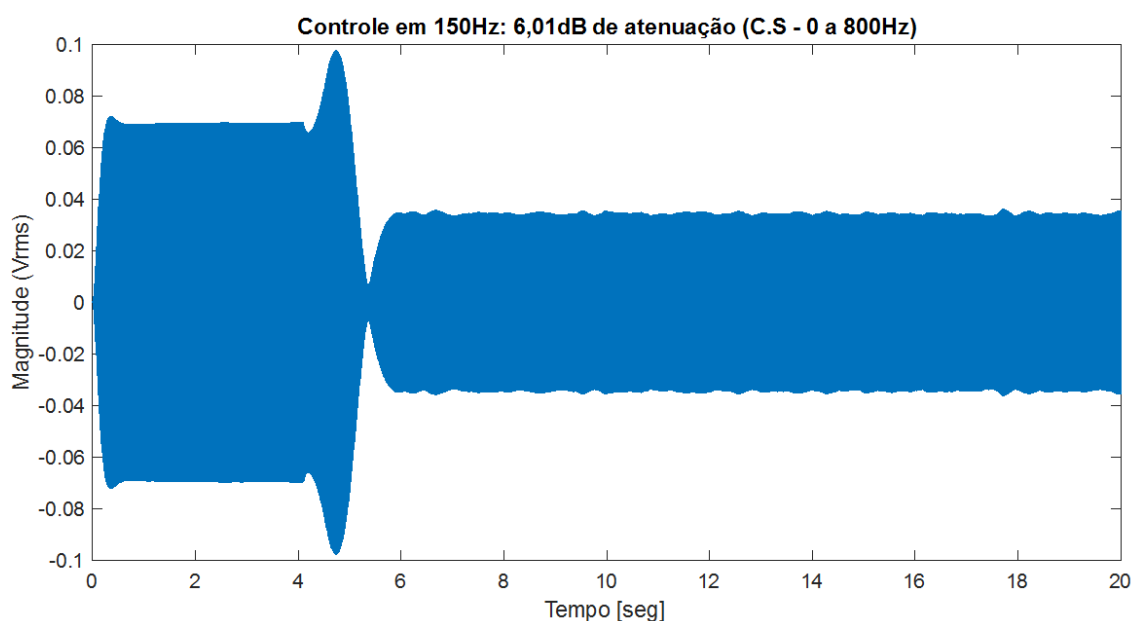
Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
150	2	59,08	53,39	5,69
150	4	59,08	53,31	5,77
150	6	59,08	53,34	5,74
150	8	59,08	53,38	5,70
150	10	59,08	53,33	5,75
150	12	59,08	53,28	5,80
150	14	59,08	53,39	5,69
150	16	59,08	53,35	5,73
150	18	59,08	53,32	5,76
150	20	59,08	53,32	5,76
150	22	59,08	53,34	5,74
150	24	59,08	53,42	5,66
150	26	59,08	53,43	5,65
150	28	59,08	53,30	5,78
150	30	59,08	53,26	5,82
150	32	59,08	53,07	6,01
150	34	59,08	53,25	5,83
150	36	59,08	53,36	5,72
150	38	59,08	53,54	5,54
150	40	59,08	53,54	5,54
150	42	59,08	53,51	5,57
150	44	59,08	53,36	5,72

150	46	59,08	53,26	5,82
150	48	59,08	53,27	5,81
150	50	59,08	53,34	5,74
150	52	59,08	53,42	5,66
150	54	59,08	53,46	5,62
150	56	59,08	Instável	N/A
150	58	59,08	Instável	N/A
150	60	59,08	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 150 Hz é utilizando 32 varáveis resultado em 6,01 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo singelo conforme apresentado na tabela B.2, mas nos coeficientes de 56 a 60 obtém-se resultados instáveis do sistema CAR. Observa-se no gráfico B.1 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.1: Atenuação de 6,01 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.1 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 6,01dB de atenuação.

A Tabela B.3 apresentará os resultados utilizando frequência em 200 Hz.

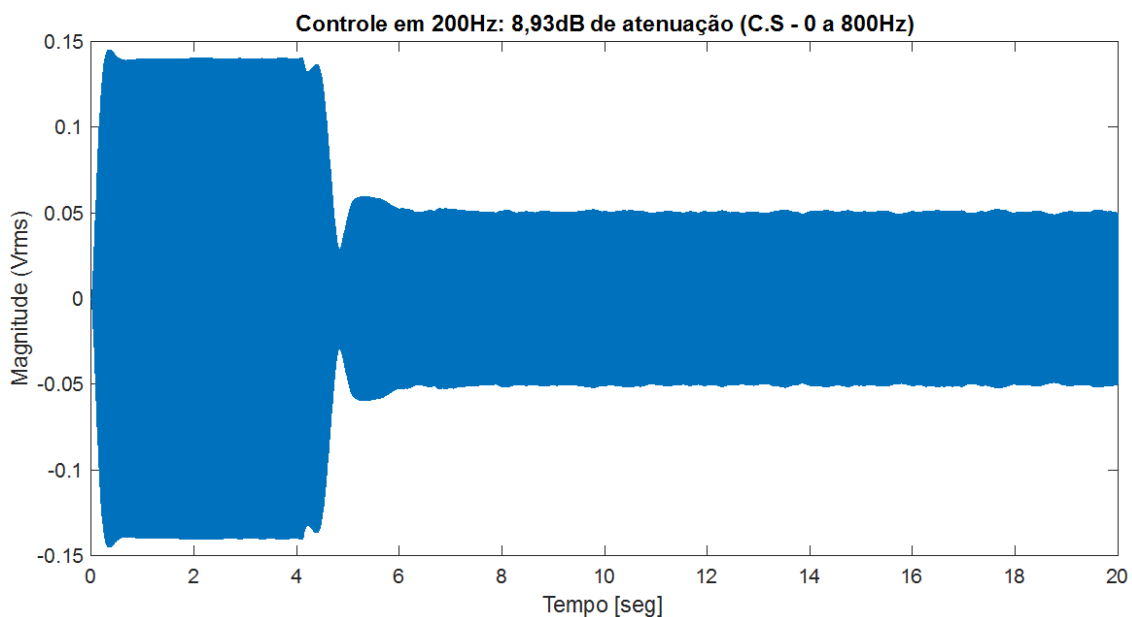
Tabela B.3: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 200 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dbi	dBf	Atenuação (dB)
200	2	65,43	56,77	8,66
200	4	65,43	56,78	8,65
200	6	65,43	56,70	8,73
200	8	65,43	56,72	8,71
200	10	65,43	56,72	8,71
200	12	65,43	56,73	8,70
200	14	65,43	56,76	8,67
200	16	65,43	56,69	8,74
200	18	65,43	56,71	8,72
200	20	65,43	56,72	8,71
200	22	65,43	56,73	8,70
200	24	65,43	56,59	8,84
200	26	65,43	56,50	8,93
200	28	65,43	56,56	8,87
200	30	65,43	56,82	8,61
200	32	65,43	57,03	8,40
200	34	65,43	56,92	8,51
200	36	65,43	56,65	8,78
200	38	65,43	Instável	N/A
200	40	65,43	Instável	N/A
200	42	65,43	Instável	N/A
200	44	65,43	Instável	N/A
200	46	65,43	Instável	N/A
200	48	65,43	Instável	N/A
200	50	65,43	Instável	N/A
200	52	65,43	56,62	8,81
200	54	65,43	56,49	8,94
200	56	65,43	56,52	8,91
200	58	65,43	56,63	8,80
200	60	65,43	56,82	8,61

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 200 Hz é utilizando 26 varáveis resultado em 8,93 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo repentino de 38 a 50 coeficientes trazendo instabilidade ao sistema, conforme mostrado na tabela B.3. No entanto em sua grande maioria os resultados são bem próximos. Observa-se no gráfico B.2 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.2: Atenuação de 8,93 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.2 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 8,63 dB de atenuação.

A Tabela B.4 apresentará os resultados utilizando frequência em 250 Hz.

Tabela B.4: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 250 Hz. (Continua)

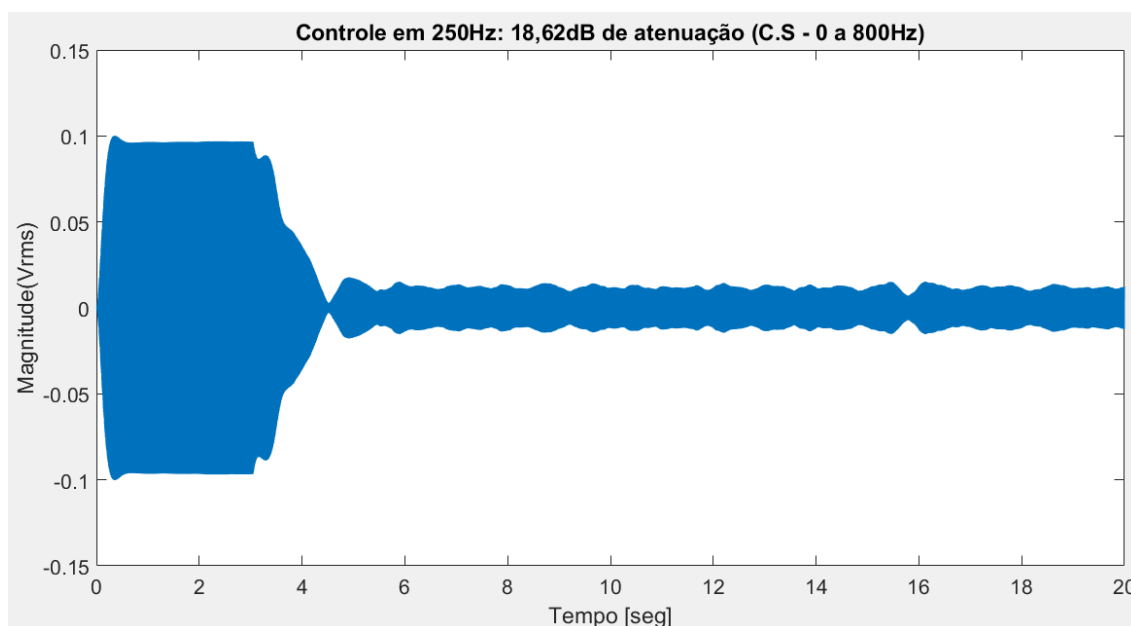
Frequência (Hz)	MM	dbi	dBf	Atenuação (dB)
250	2	62,24	45,04	17,20
250	4	62,24	46,16	16,08
250	6	62,24	46,08	16,16
250	8	62,24	45,23	17,01
250	10	62,24	45,56	16,68
250	12	62,24	45,61	16,63
250	14	62,24	46,10	16,14
250	16	62,24	45,99	16,25
250	18	62,24	45,71	16,53
250	20	62,24	45,02	17,22
250	22	62,24	45,30	16,94
250	24	62,24	Instável	N/A
250	26	62,24	Instável	N/A
250	28	62,24	Instável	N/A
250	30	62,24	Instável	N/A
250	32	62,24	43,62	18,62
250	34	62,24	44,52	17,72
250	36	62,24	45,89	16,35
250	38	62,24	47,00	15,24

250	40	62,24	47,34	14,90
250	42	62,24	46,72	15,52
250	44	62,24	45,96	16,28
250	46	62,24	44,89	17,35
250	48	62,24	44,54	17,70
250	50	62,24	45,60	16,64
250	52	62,24	46,86	15,38
250	54	62,24	Instável	N/A
250	56	62,24	Instável	N/A
250	58	62,24	Instável	N/A
250	60	62,24	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 250 Hz é utilizando 32 variáveis resultado em 18,62 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme apresentado na tabela B.4, de 24 a 30 e 54 a 60 variáveis o sistema se torna instável. No entanto obtém-se bons resultados nas outras variáveis apesar de valores não tão próximos. Observa-se no gráfico B.3 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.3: Atenuação de 18,62 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.3 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 18,62 dB de atenuação.

A Tabela B.5 apresentará os resultados utilizando frequência em 300 Hz.

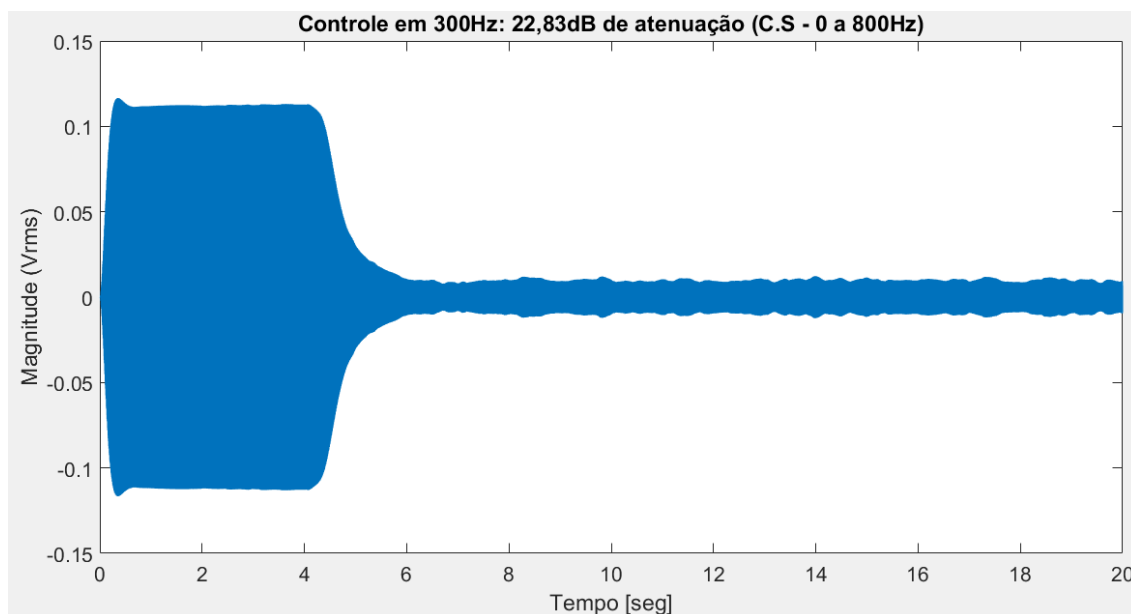
Tabela B.5: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 300 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
300	2	63,91	46,12	17,79
300	4	63,91	45,79	18,12
300	6	63,91	45,48	18,43
300	8	63,91	45,95	17,96
300	10	63,91	45,82	18,09
300	12	63,91	45,93	17,98
300	14	63,91	45,94	17,97
300	16	63,91	Instável	N/A
300	18	63,91	Instável	N/A
300	20	63,91	Instável	N/A
300	22	63,91	Instável	N/A
300	24	63,91	44,79	19,12
300	26	63,91	45,63	18,28
300	28	63,91	47,73	16,18
300	30	63,91	48,60	15,31
300	32	63,91	47,84	16,07
300	34	63,91	46,71	17,20
300	36	63,91	45,31	18,60
300	38	63,91	44,87	19,04
300	40	63,91	43,80	20,11
300	42	63,91	41,08	22,83
300	44	63,91	42,10	21,81
300	46	63,91	43,57	20,34
300	48	63,91	45,19	18,72
300	50	63,91	46,90	17,01
300	52	63,91	48,49	15,42
300	54	63,91	Instável	N/A
300	56	63,91	Instável	N/A
300	58	63,91	Instável	N/A
300	60	63,91	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 300 Hz é utilizando 42 variáveis resultado em 22,83 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.5, de 16 a 22 e 54 a 60 variáveis o sistema se torna instável. No entanto obtém-se bons resultados nas outras variáveis apesar de valores não tão próximos. Observa-se no gráfico B.4 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.4: Atenuação de 22,83 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.4 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 22,83 dB de atenuação.

A Tabela B.6 apresentará os resultados utilizando frequência em 350 Hz.

Tabela B.6: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 350 Hz. (Continua)

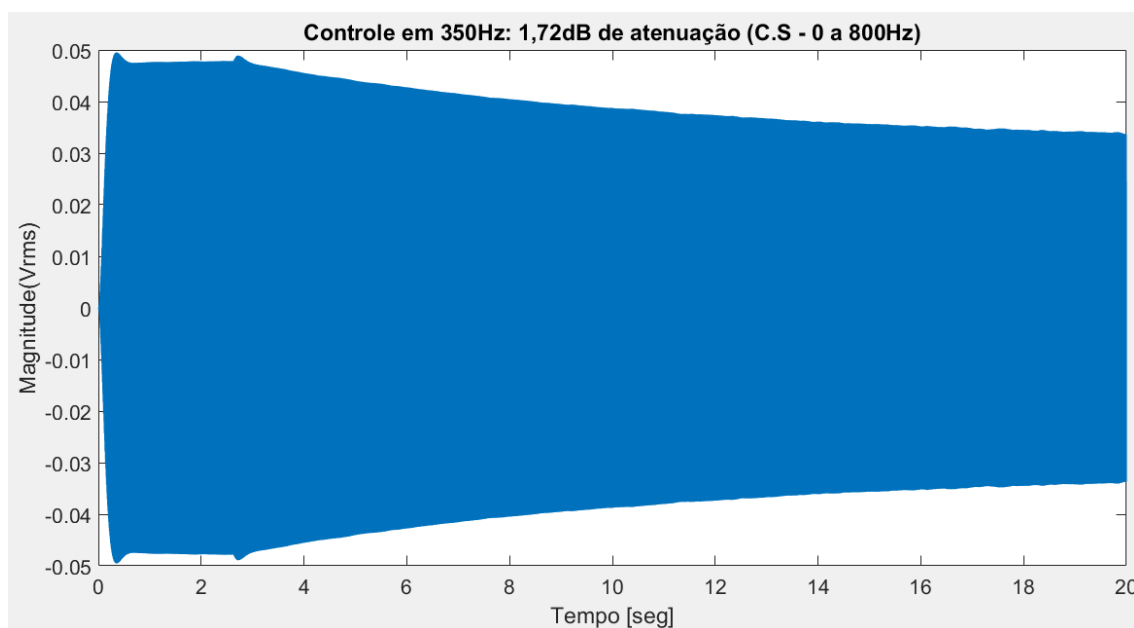
Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
350	2	56,08	54,30	1,72
350	4	56,08	Instável	N/A
350	6	56,08	Instável	N/A
350	8	56,08	Instável	N/A
350	10	56,08	Instável	N/A
350	12	56,08	Instável	N/A
350	14	56,08	Instável	N/A
350	16	56,08	Instável	N/A
350	18	56,08	Instável	N/A
350	20	56,08	Instável	N/A
350	22	56,08	Instável	N/A
350	24	56,08	Instável	N/A
350	26	56,08	Instável	N/A
350	28	56,08	Instável	N/A
350	30	56,08	Instável	N/A
350	32	56,08	Instável	N/A
350	34	56,08	Instável	N/A
350	36	56,08	Instável	N/A
350	38	56,08	Instável	N/A
350	40	56,08	Instável	N/A

350	42	56,08	Instável	N/A
350	44	56,08	Instável	N/A
350	46	56,08	Instável	N/A
350	48	56,08	Instável	N/A
350	50	56,08	Instável	N/A
350	52	56,08	Instável	N/A
350	54	56,08	Instável	N/A
350	56	56,08	Instável	N/A
350	58	56,08	Instável	N/A
350	60	56,08	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 350 Hz é utilizando 2 variáveis resultado em 1,72 dB de atenuação, resultado praticamente insignificante, no entanto pode-se comprovar o conceito de Miranda (2013) o posicionamento onde se encontra a frequência 350 Hz na figura 5.20 determina um “Nó” no sistema e região de anti-ressonância. Observa-se no gráfico B.5 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.5: Atenuação de 1,72 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.5 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 1,72 dB de atenuação.

A Tabela B.7 apresentará os resultados utilizando frequência em 400 Hz.

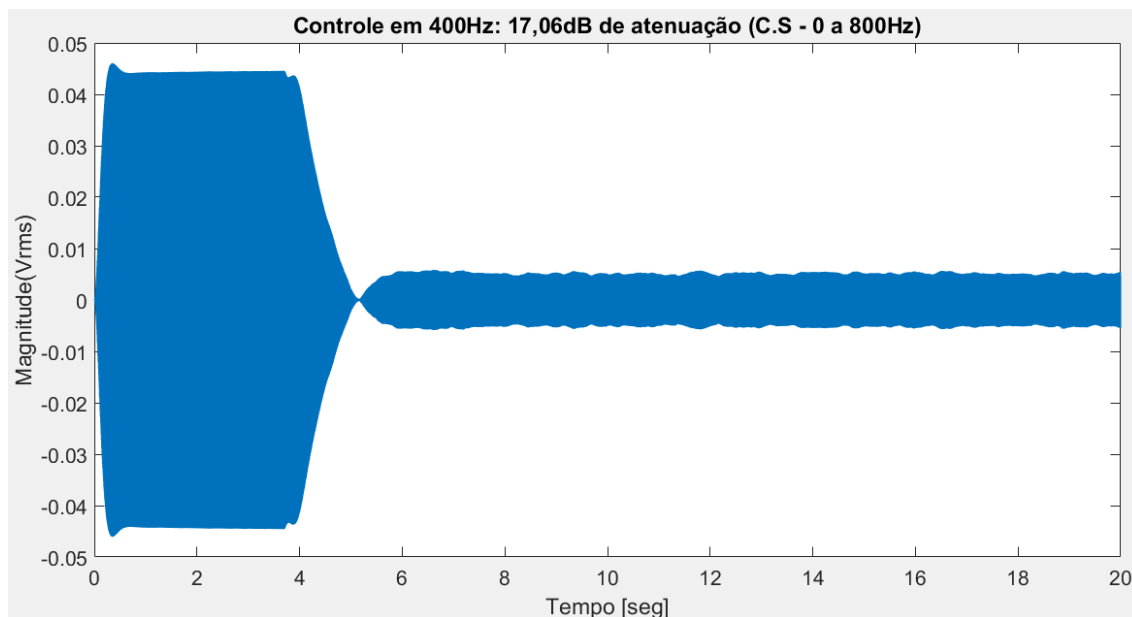
Tabela B.7: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 400 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
400	2	55,46	38,76	16,70
400	4	55,46	38,92	16,54
400	6	55,46	39,95	15,51
400	8	55,46	39,20	16,26
400	10	55,46	39,41	16,05
400	12	55,46	38,40	17,06
400	14	55,46	39,15	16,31
400	16	55,46	Instável	N/A
400	18	55,46	Instável	N/A
400	20	55,46	Instável	N/A
400	22	55,46	Instável	N/A
400	24	55,46	Instável	N/A
400	26	55,46	Instável	N/A
400	28	55,46	Instável	N/A
400	30	55,46	Instável	N/A
400	32	55,46	Instável	N/A
400	34	55,46	Instável	N/A
400	36	55,46	Instável	N/A
400	38	55,46	Instável	N/A
400	40	55,46	Instável	N/A
400	42	55,46	Instável	N/A
400	44	55,46	Instável	N/A
400	46	55,46	Instável	N/A
400	48	55,46	Instável	N/A
400	50	55,46	Instável	N/A
400	52	55,46	Instável	N/A
400	54	55,46	Instável	N/A
400	56	55,46	Instável	N/A
400	58	55,46	42,46	13,00
400	60	55,46	40,62	14,84

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 400 Hz é utilizando 12 varáveis resultado em 17,6 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.7, de 16 a 56 variáveis o sistema se torna instável. No entanto obtém-se bons resultados nas outras variáveis apesar de valores não tão próximos. Observa-se no gráfico B.6 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.6: Atenuação de 17,06 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.6 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 17,06 dB de atenuação.

A Tabela B.8 apresentará os resultados utilizando frequência em 450 Hz.

Tabela B.8: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 450 Hz. (Continua)

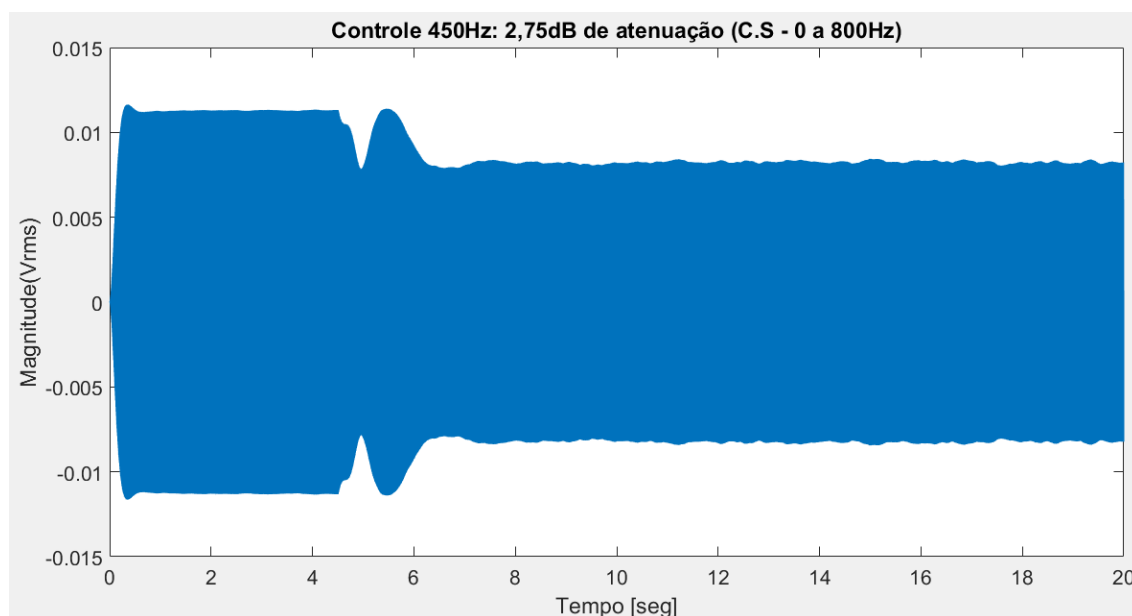
Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
450	2	43,9	42,17	1,73
450	4	43,9	41,96	1,94
450	6	43,9	41,98	1,92
450	8	43,9	42,46	1,44
450	10	43,9	42,23	1,67
450	12	43,9	42,23	1,67
450	14	43,9	42,05	1,85
450	16	43,9	42,16	1,74
450	18	43,9	42,03	1,87
450	20	43,9	41,15	2,75
450	22	43,9	41,64	2,26
450	24	43,9	Instável	N/A
450	26	43,9	Instável	N/A
450	28	43,9	Instável	N/A
450	30	43,9	Instável	N/A
450	32	43,9	Instável	N/A
450	34	43,9	Instável	N/A
450	36	43,9	Instável	N/A
450	38	43,9	Instável	N/A
450	40	43,9	Instável	N/A

450	42	43,9	Instável	N/A
450	44	43,9	Instável	N/A
450	46	43,9	Instável	N/A
450	48	43,9	Instável	N/A
450	50	43,9	Instável	N/A
450	52	43,9	Instável	N/A
450	54	43,9	Instável	N/A
450	56	43,9	Instável	N/A
450	58	43,9	Instável	N/A
450	60	43,9	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 450 Hz é utilizando 20 variáveis obtendo resultado de 2,75 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.8, de 24 a 60 variáveis o sistema se torna instável. Este resultado pode ser explicado devido estar próximo de uma área de anti-ressonância como pode ser visto na figura 4.8 do capítulo IV. Observa-se no gráfico B.7 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.7: Atenuação de 2,75 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.7 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 2,75 dB de atenuação.

A Tabela B.9 apresentará os resultados utilizando frequência em 500 Hz.

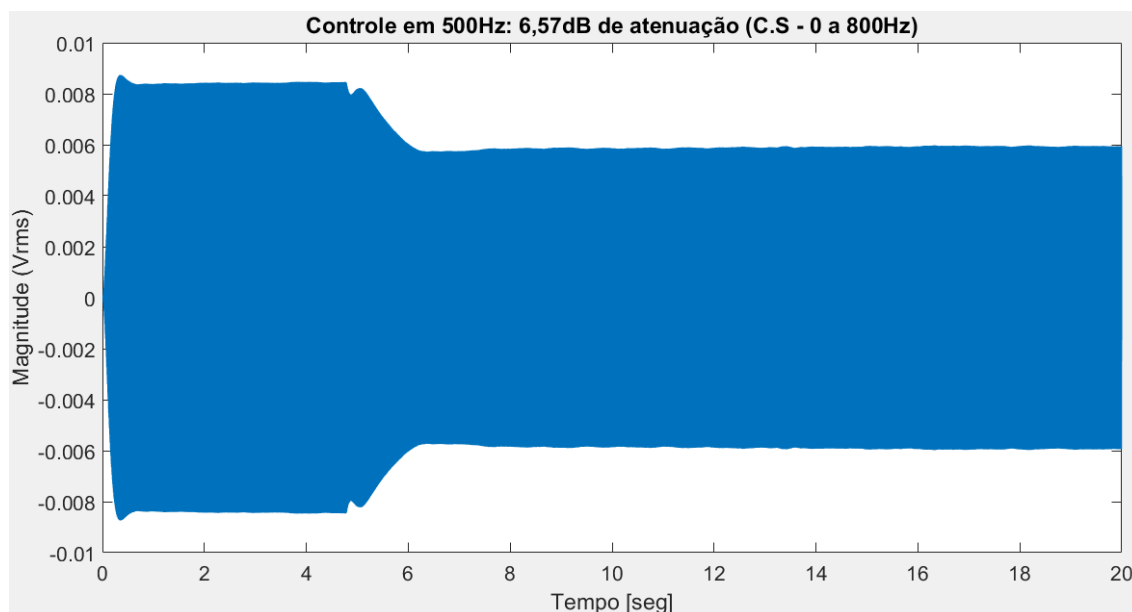
Tabela B.9: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 500 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
500	2	41,69	38,29	3,40
500	4	41,69	38,13	3,56
500	6	41,69	38,24	3,45
500	8	41,69	38,23	3,46
500	10	41,69	38,70	2,99
500	12	41,69	38,88	2,81
500	14	41,69	35,25	6,44
500	16	41,69	35,12	6,57
500	18	41,69	35,39	6,30
500	20	41,69	Instável	N/A
500	22	41,69	Instável	N/A
500	24	41,69	Instável	N/A
500	26	41,69	Instável	N/A
500	28	41,69	Instável	N/A
500	30	41,69	Instável	N/A
500	32	41,69	Instável	N/A
500	34	41,69	Instável	N/A
500	36	41,69	Instável	N/A
500	38	41,69	Instável	N/A
500	40	41,69	Instável	N/A
500	42	41,69	Instável	N/A
500	44	41,69	Instável	N/A
500	46	41,69	Instável	N/A
500	48	41,69	Instável	N/A
500	50	41,69	Instável	N/A
500	52	41,69	Instável	N/A
500	54	41,69	Instável	N/A
500	56	41,69	Instável	N/A
500	58	41,69	Instável	N/A
500	60	41,69	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 500 Hz é utilizando 16 variáveis obtendo resultado de 6,57 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.9, de 20 a 60 variáveis o sistema se torna instável. No entanto adquire-se resultados relativamente bons nas variáveis de 14 a 18. Observa-se no gráfico B.8 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.8: Atenuação de 6,57 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.8 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 6,57 dB de atenuação.

A Tabela B.10 apresentará os resultados utilizando frequência em 550 Hz.

Tabela B.10: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 550 Hz. (Continua)

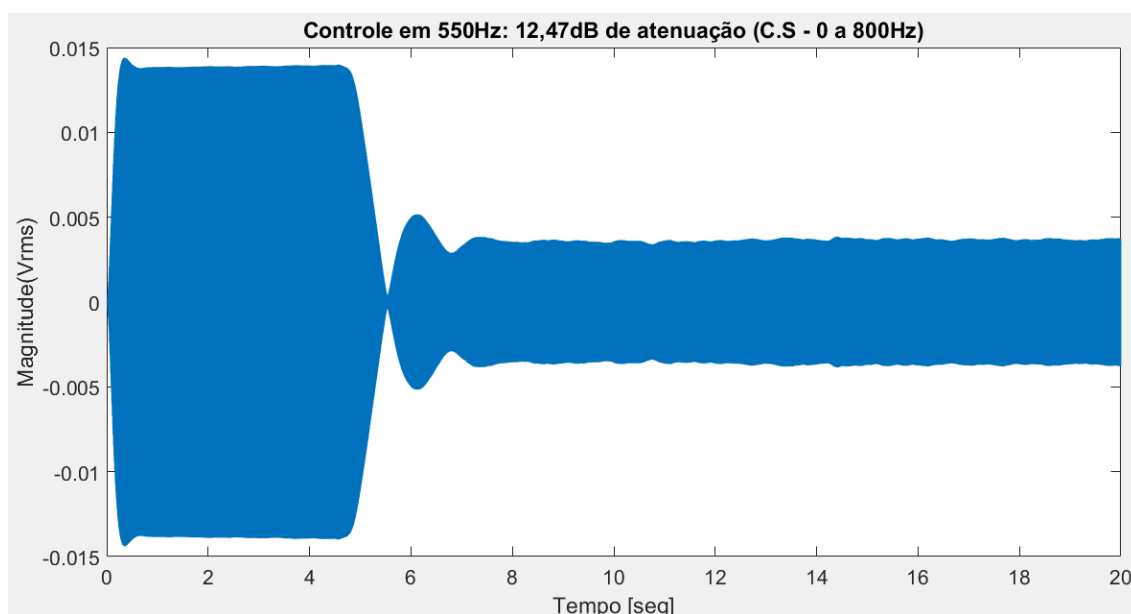
Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
550	2	45,41	34,02	11,39
550	4	45,41	33,88	11,53
550	6	45,41	33,99	11,42
550	8	45,41	34,14	11,27
550	10	45,41	33,08	12,33
550	12	45,41	33,02	12,39
550	14	45,41	33,00	12,41
550	16	45,41	32,94	12,47
550	18	45,41	33,96	11,45
550	20	45,41	34,33	11,08
550	22	45,41	Instável	N/A
550	24	45,41	Instável	N/A
550	26	45,41	Instável	N/A
550	28	45,41	Instável	N/A
550	30	45,41	Instável	N/A
550	32	45,41	Instável	N/A
550	34	45,41	Instável	N/A
550	36	45,41	Instável	N/A
550	38	45,41	Instável	N/A
550	40	45,41	Instável	N/A

550	42	45,41	Instável	N/A
550	44	45,41	Instável	N/A
550	46	45,41	Instável	N/A
550	48	45,41	Instável	N/A
550	50	45,41	Instável	N/A
550	52	45,41	Instável	N/A
550	54	45,41	Instável	N/A
550	56	45,41	Instável	N/A
550	58	45,41	33,15	12,26
550	60	45,41	33,24	12,17

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 550 Hz é utilizando 16 variáveis obtendo resultado de 12,47 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.10, de 22 a 56 variáveis o sistema se torna instável. No entanto adquire-se resultados relativamente bons nas variáveis de 2 a 20 e de 58 a 60. Observa-se no gráfico B.9 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.9: Atenuação de 12,47 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.9 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 12,47 dB de atenuação.

A Tabela B.11 apresentará os resultados utilizando frequência em 600 Hz.

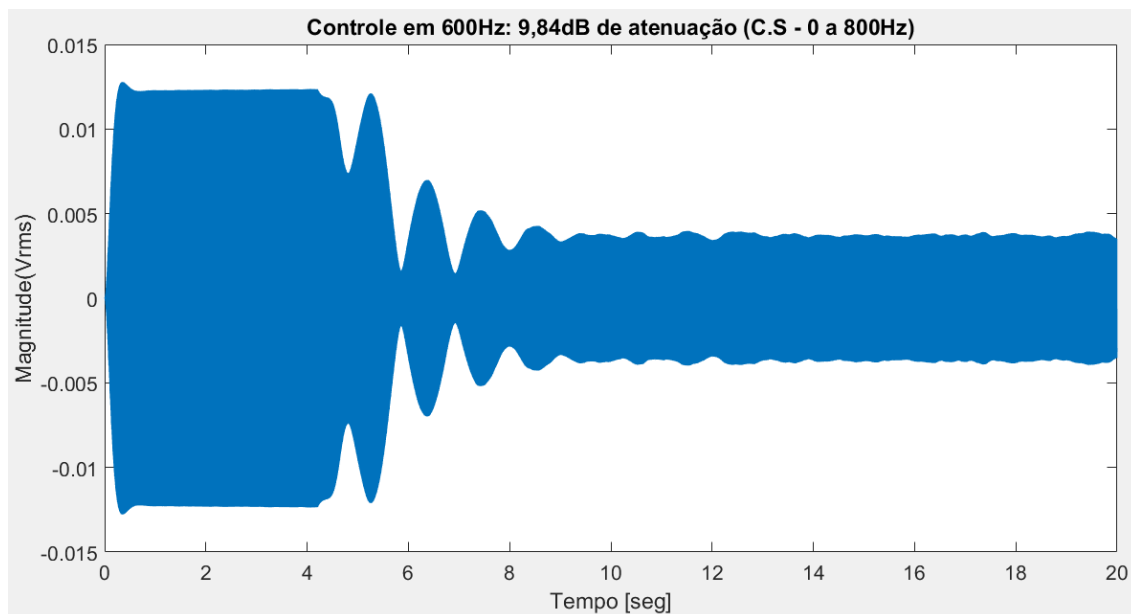
Tabela B.11: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 600 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
600	2	44,3	36,74	7,56
600	4	44,3	36,57	7,73
600	6	44,3	36,56	7,74
600	8	44,3	36,19	8,11
600	10	44,3	36,66	7,64
600	12	44,3	36,64	7,66
600	14	44,3	36,89	7,41
600	16	44,3	37,65	6,65
600	18	44,3	37,74	6,56
600	20	44,3	36,19	8,11
600	22	44,3	34,46	9,84
600	24	44,3	Instável	N/A
600	26	44,3	Instável	N/A
600	28	44,3	Instável	N/A
600	30	44,3	Instável	N/A
600	32	44,3	Instável	N/A
600	34	44,3	Instável	N/A
600	36	44,3	Instável	N/A
600	38	44,3	Instável	N/A
600	40	44,3	Instável	N/A
600	42	44,3	Instável	N/A
600	44	44,3	Instável	N/A
600	46	44,3	Instável	N/A
600	48	44,3	Instável	N/A
600	50	44,3	Instável	N/A
600	52	44,3	Instável	N/A
600	54	44,3	39,56	4,74
600	56	44,3	40,47	3,83
600	58	44,3	40,68	3,62
600	60	44,3	40,00	4,30

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 600 Hz é utilizando 22 variáveis obtendo resultado de 9,84 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.11, de 24 a 52 variáveis o sistema se torna instável. No entanto adquire-se resultados relativamente bons nas variáveis de 2 a 22, mas não tão bons resultados entre 54 a 60. Observa-se no gráfico B.10 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.10: Atenuação de 9,84 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.10 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 9,84 dB de atenuação apesar da instabilidade entre 4 a 8 segundos.

A Tabela B.12 apresentará os resultados utilizando frequência em 650 Hz.

Tabela B.12: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 650 Hz. (Continua)

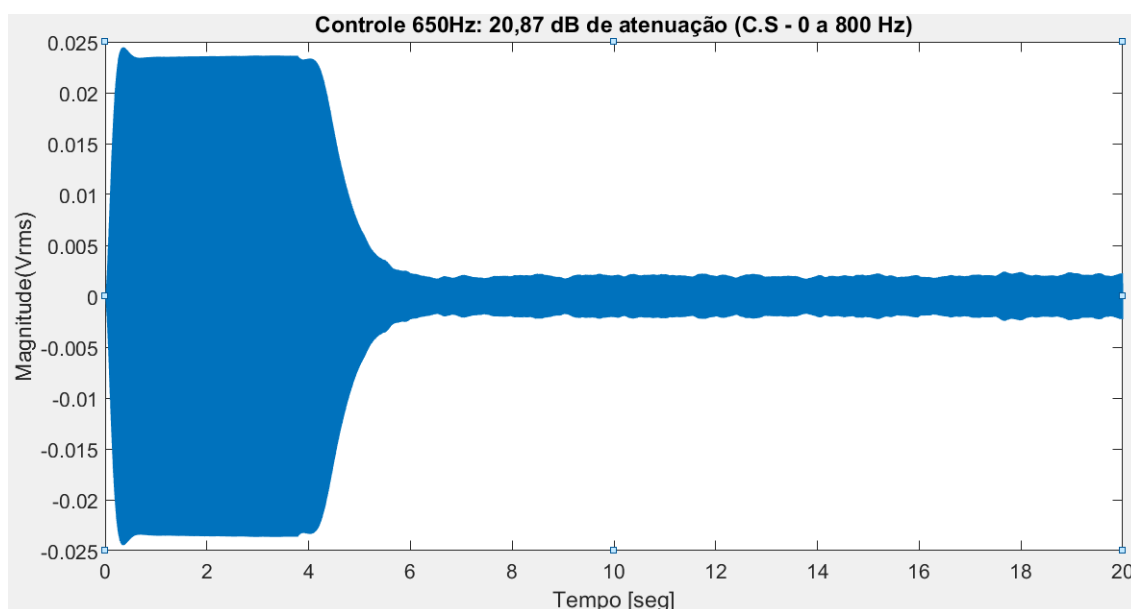
Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
650	2	50,38	37,06	13,32
650	4	50,38	37,43	12,95
650	6	50,38	37,18	13,20
650	8	50,38	36,79	13,59
650	10	50,38	37,26	13,12
650	12	50,38	36,83	13,55
650	14	50,38	35,41	14,97
650	16	50,38	34,42	15,96
650	18	50,38	38,05	12,33
650	20	50,38	39,76	10,62
650	22	50,38	38,61	11,77
650	24	50,38	Instável	N/A
650	26	50,38	Instável	N/A
650	28	50,38	Instável	N/A
650	30	50,38	Instável	N/A
650	32	50,38	Instável	N/A
650	34	50,38	Instável	N/A
650	36	50,38	Instável	N/A

650	38	50,38	Instável	N/A
650	40	50,38	Instável	N/A
650	42	50,38	Instável	N/A
650	44	50,38	Instável	N/A
650	46	50,38	Instável	N/A
650	48	50,38	Instável	N/A
650	50	50,38	34,49	15,89
650	52	50,38	29,51	20,87
650	54	50,38	29,51	20,87
650	56	50,38	36,17	14,21
650	58	50,38	38,88	11,50
650	60	50,38	38,73	11,65

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 650 Hz é utilizando 52 variáveis obtendo resultado de 20,87 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.12, de 24 a 48 variáveis o sistema se torna instável. No entanto adquire-se resultados muito bons nas variáveis de 2 a 22 e de 50 a 60. Observa-se no gráfico B.11 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.11: Atenuação de 20,87 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.11 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 20,87 dB de atenuação.

A Tabela B.13 apresentará os resultados utilizando frequência em 700 Hz.

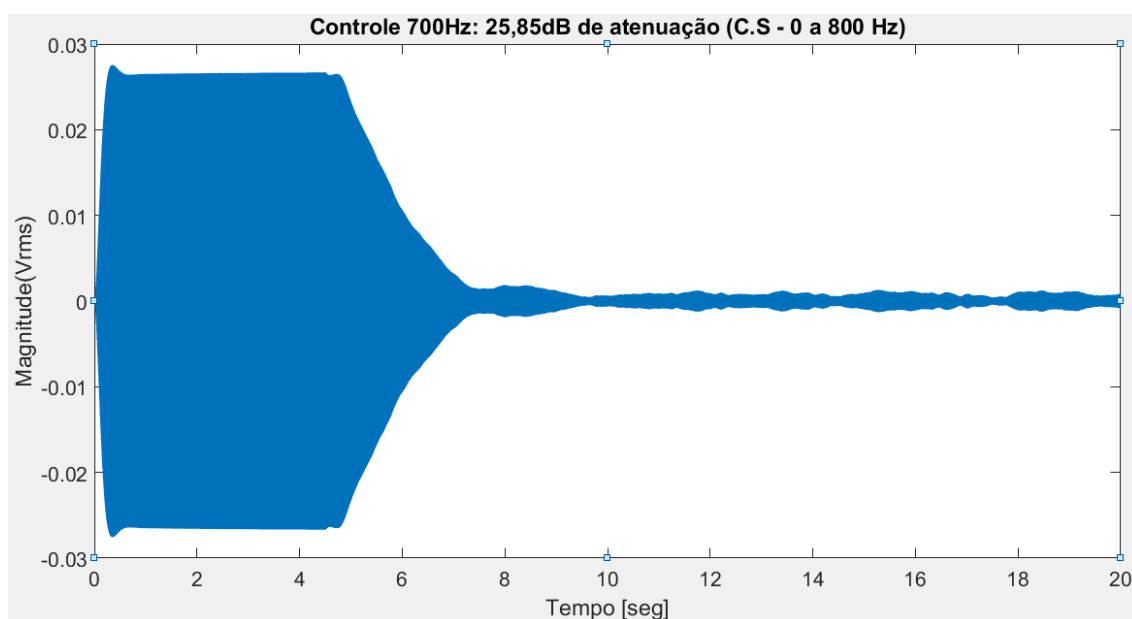
Tabela B.13: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 700 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
700	2	51,14	30,61	20,53
700	4	51,14	31,24	19,90
700	6	51,14	31,66	19,48
700	8	51,14	30,04	21,10
700	10	51,14	32,93	18,21
700	12	51,14	34,05	17,09
700	14	51,14	33,57	17,57
700	16	51,14	25,29	25,85
700	18	51,14	31,71	19,43
700	20	51,14	37,36	13,78
700	22	51,14	38,24	12,90
700	24	51,14	Instável	N/A
700	26	51,14	Instável	N/A
700	28	51,14	Instável	N/A
700	30	51,14	Instável	N/A
700	32	51,14	Instável	N/A
700	34	51,14	Instável	N/A
700	36	51,14	Instável	N/A
700	38	51,14	Instável	N/A
700	40	51,14	Instável	N/A
700	42	51,14	Instável	N/A
700	44	51,14	40,38	10,76
700	46	51,14	39,87	11,27
700	48	51,14	39,33	11,81
700	50	51,14	38,87	12,27
700	52	51,14	38,77	12,37
700	54	51,14	40,57	10,57
700	56	51,14	Instável	N/A
700	58	51,14	Instável	N/A
700	60	51,14	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 700 Hz é utilizando 16 variáveis obtendo resultado de 25,85 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.13, de 24 a 42 e 56 a 60 variáveis o sistema se torna instável. No entanto adquire-se resultados muito bons nas variáveis de 2 a 22 e de 44 a 54. Observa-se no gráfico B.12 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.12: Atenuação de 25,85 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.12 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 25,85 dB de atenuação.

A Tabela B.14 apresentará os resultados utilizando frequência em 750 Hz.

Tabela B.14: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 750 Hz. (Continua)

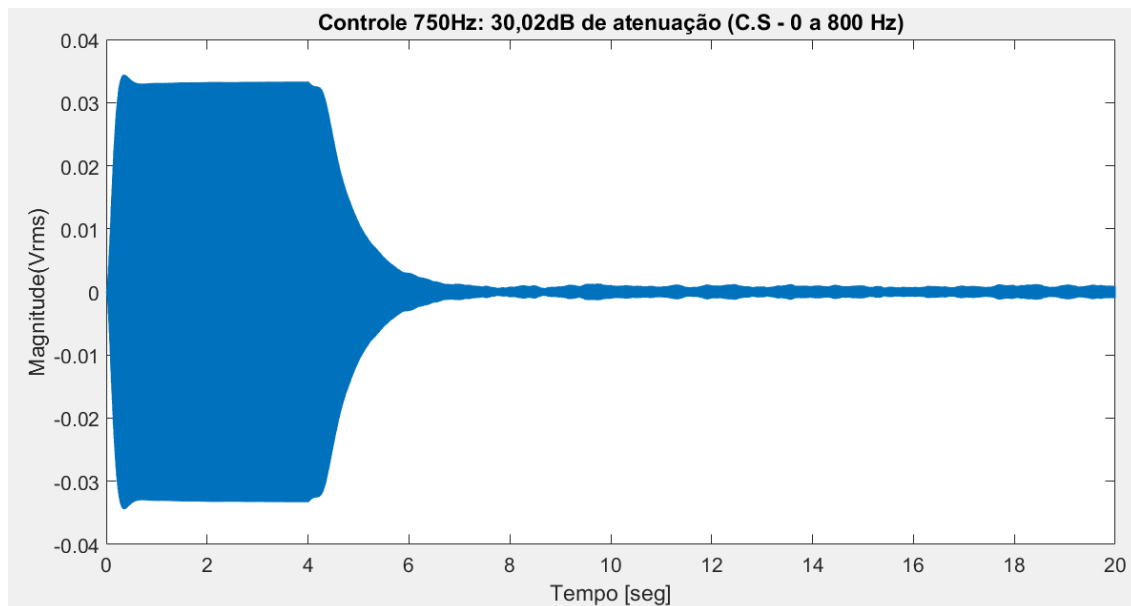
Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
750	2	53,03	28,78	24,25
750	4	53,03	27,10	25,93
750	6	53,03	26,25	26,78
750	8	53,03	28,83	24,20
750	10	53,03	25,27	27,76
750	12	53,03	23,01	30,02
750	14	53,03	32,93	20,10
750	16	53,03	38,52	14,51
750	18	53,03	38,97	14,06
750	20	53,03	36,86	16,17
750	22	53,03	34,21	18,82
750	24	53,03	30,68	22,35
750	26	53,03	Instável	N/A
750	28	53,03	Instável	N/A
750	30	53,03	Instável	N/A
750	32	53,03	Instável	N/A
750	34	53,03	Instável	N/A
750	36	53,03	Instável	N/A
750	38	53,03	Instável	N/A

750	40	53,03	40,28	12,75
750	42	53,03	39,66	13,37
750	44	53,03	39,05	13,98
750	46	53,03	38,74	14,29
750	48	53,03	39,39	13,64
750	50	53,03	42,10	10,93
750	52	53,03	Instável	N/A
750	54	53,03	Instável	N/A
750	56	53,03	Instável	N/A
750	58	53,03	Instável	N/A
750	60	53,03	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 750 Hz é utilizando 12 variáveis obtendo resultado de 30,02 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.14, de 26 a 38 e 52 a 60 variáveis o sistema se torna instável. No entanto adquire-se resultados muito bons nas variáveis de 2 a 24 e de 40 a 50. Observa-se no gráfico B.13 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.13: Atenuação de 30,03 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.13 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 30,02 dB de atenuação.

A Tabela B.15 apresentará os resultados utilizando frequência em 800 Hz.

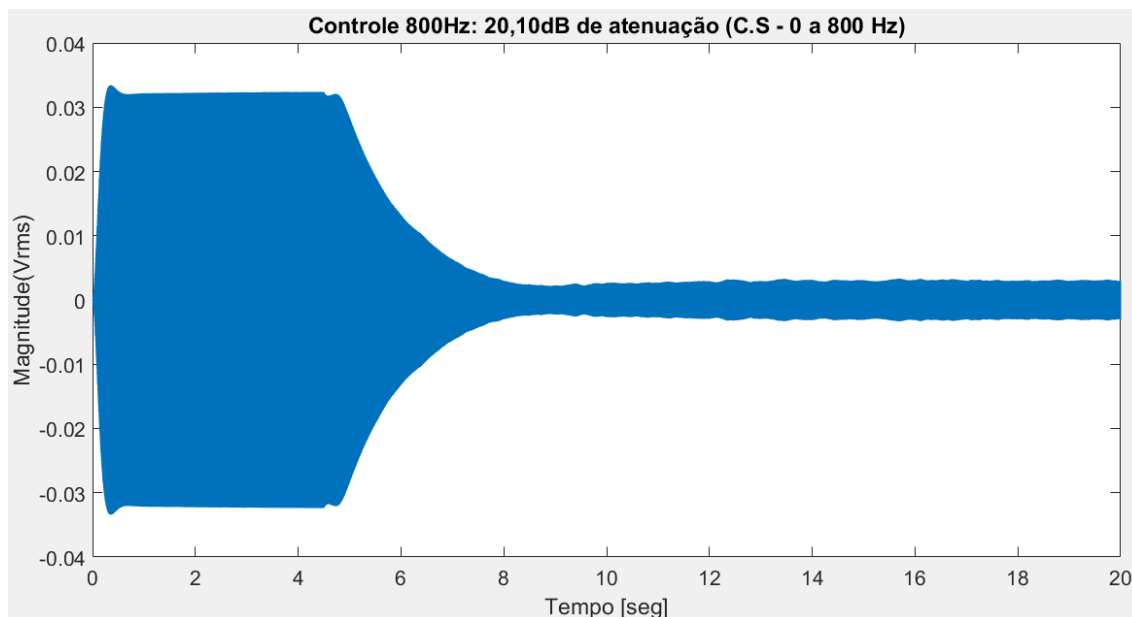
Tabela B.15: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 800 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
800	2	52,77	41,27	11,50
800	4	52,77	40,93	11,84
800	6	52,77	40,80	11,97
800	8	52,77	41,39	11,38
800	10	52,77	41,00	11,77
800	12	52,77	39,14	13,63
800	14	52,77	32,67	20,10
800	16	52,77	43,71	9,06
800	18	52,77	44,92	7,85
800	20	52,77	43,41	9,36
800	22	52,77	Instável	N/A
800	24	52,77	Instável	N/A
800	26	52,77	Instável	N/A
800	28	52,77	Instável	N/A
800	30	52,77	Instável	N/A
800	32	52,77	Instável	N/A
800	34	52,77	Instável	N/A
800	36	52,77	Instável	N/A
800	38	52,77	46,05	6,72
800	40	52,77	45,03	7,74
800	42	52,77	44,39	8,38
800	44	52,77	44,02	8,75
800	46	52,77	Instável	N/A
800	48	52,77	Instável	N/A
800	50	52,77	Instável	N/A
800	52	52,77	Instável	N/A
800	54	52,77	Instável	N/A
800	56	52,77	Instável	N/A
800	58	52,77	Instável	N/A
800	60	52,77	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 800 Hz é utilizando 14 variáveis obtendo resultado de 20,10 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.15, de 24 a 36 e 46 a 60 variáveis o sistema se torna instável. No entanto adquire-se resultados muito bons nas variáveis de 2 a 20 e de 38 a 44. Observa-se no gráfico B.14 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.14: Atenuação de 20,10 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.14 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 20,10 dB de atenuação.

A Tabela B.16 apresentará os resultados utilizando frequência em 900 Hz.

Tabela B.16: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 900 Hz. (Continua)

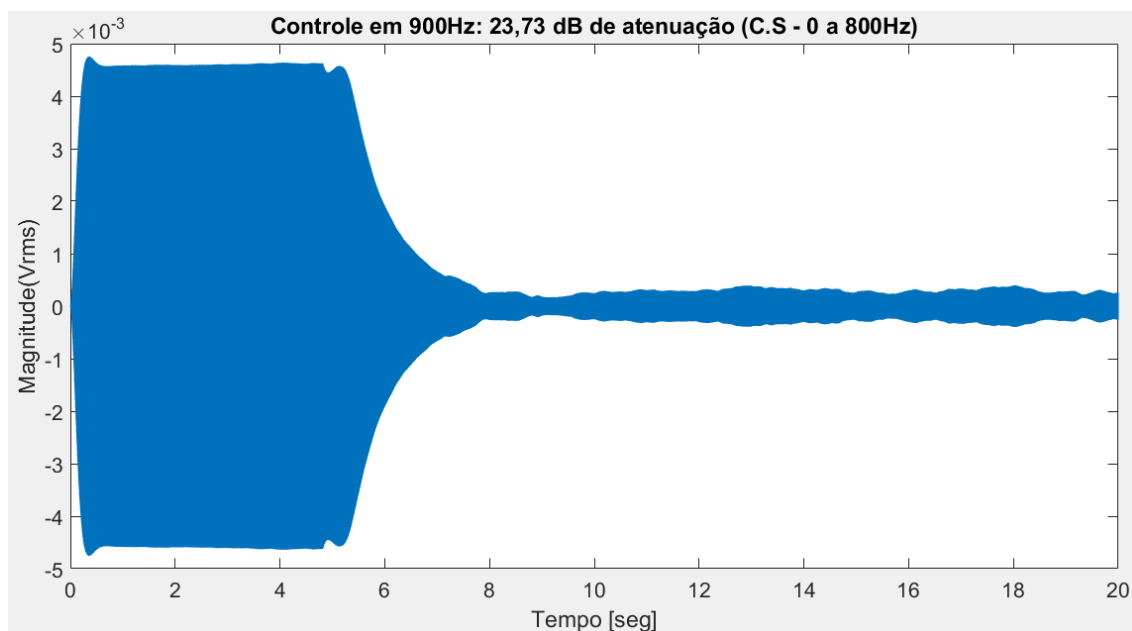
Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
900	2	35,86	26,75	9,11
900	4	35,86	30,21	5,65
900	6	35,86	31,72	4,14
900	8	35,86	30,1	5,76
900	10	35,86	28,07	7,79
900	12	35,86	34,5	1,36
900	14	35,86	Instável	N/A
900	16	35,86	33,2	2,66
900	18	35,86	Instável	N/A
900	20	35,86	Instável	N/A
900	22	35,86	Instável	N/A
900	24	35,86	Instável	N/A
900	26	35,86	Instável	N/A
900	28	35,86	Instável	N/A
900	30	35,86	Instável	N/A
900	32	35,86	Instável	N/A
900	34	35,86	35,03	0,83
900	36	35,86	28,8	7,06
900	38	35,86	20,16	15,7

900	40	35,86	12,13	23,73
900	42	35,86	18,96	16,9
900	44	35,86	29,38	6,48
900	46	35,86	35,39	0,47
900	48	35,86	Instável	N/A
900	50	35,86	Instável	N/A
900	52	35,86	Instável	N/A
900	54	35,86	Instável	N/A
900	56	35,86	Instável	N/A
900	58	35,86	Instável	N/A
900	60	35,86	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 900 Hz é utilizando 40 variáveis obtendo resultado de 23,73 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.16, de 16 a 32 e 48 a 60 variáveis o sistema se torna instável. No entanto adquire-se alguns resultados bons e vários outros bem ruins nas variáveis de 2 a 16 e de 34 a 46. No caso de tanta instabilidade pode ser explicado devido o sistema estar praticamente tentando controlar ondas em modos de alta-ordem. Observa-se no gráfico B.15 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.15: Atenuação de 23,73 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico figura B.15 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 23,73 dB de atenuação.

A Tabela B.17 apresentará os resultados utilizando frequência em 1000 Hz.

Tabela B.17: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 1000 Hz.

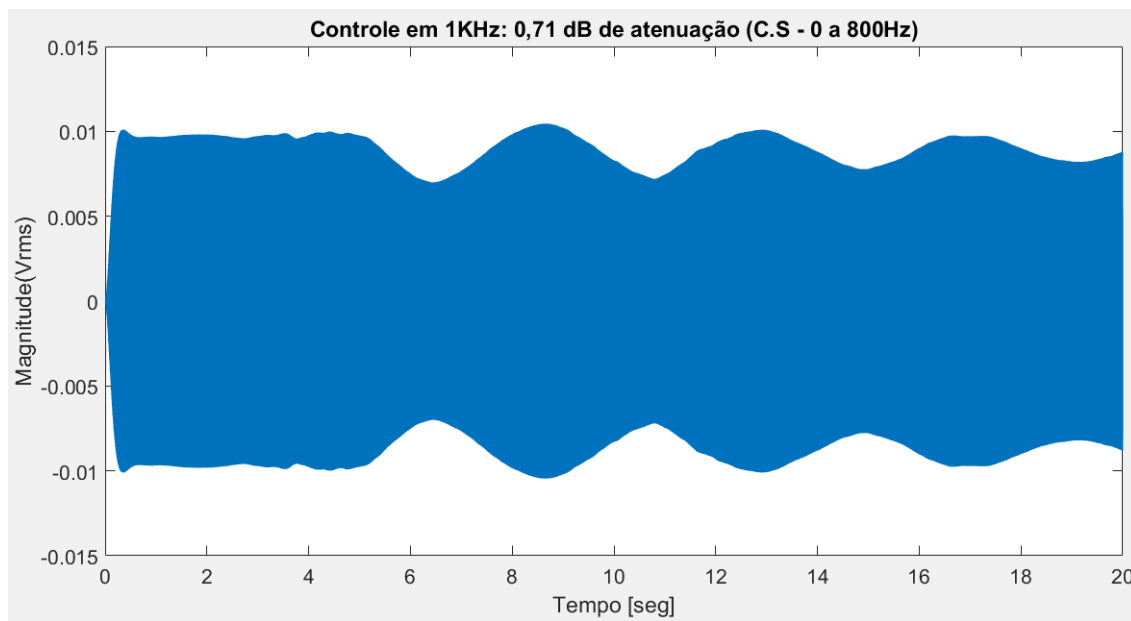
Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
1000	2	42,32	Instável	N/A
1000	4	42,32	Instável	N/A
1000	6	42,32	Instável	N/A
1000	8	42,32	Instável	N/A
1000	10	42,32	42,32	0
1000	12	42,32	Instável	N/A
1000	14	42,32	Instável	N/A
1000	16	42,32	Instável	N/A
1000	18	42,32	Instável	N/A
1000	20	42,32	Instável	N/A
1000	22	42,32	Instável	N/A
1000	24	42,32	Instável	N/A
1000	26	42,32	42,29	0,03
1000	28	42,32	Instável	N/A
1000	30	42,32	Instável	N/A
1000	32	42,32	Instável	N/A
1000	34	42,32	Instável	N/A
1000	36	42,32	Instável	N/A
1000	38	42,32	Instável	N/A
1000	40	42,32	42,01	0,31
1000	42	42,32	41,61	0,71
1000	44	42,32	Instável	N/A
1000	46	42,32	Instável	N/A
1000	48	42,32	Instável	N/A
1000	50	42,32	Instável	N/A
1000	52	42,32	Instável	N/A
1000	54	42,32	Instável	N/A
1000	56	42,32	Instável	N/A
1000	58	42,32	42,26	0,06
1000	60	42,32	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 1000 Hz é utilizando 42 varáveis obtendo resultado de 0,71 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo singelo conforme mostrado na tabela B.17. Praticamente não se obteve controle neste experimento. Somente nas variáveis 10, 26, 40 e 42 o sistema obteve “controle” que pelo resultado é praticamente insignificante. O resto

das variáveis o sistema se torna instável. No caso de tanta instabilidade pode ser explicado devido o sistema estar praticamente tentando controlar ondas em modos de alta-ordem, no qual se torna praticamente impossível para o controlador fazer uma leitura descente do sinal proposto a controle. Observa-se no gráfico B.16 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.16: Atenuação de 0,71 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.16 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 0,71 dB de atenuação.

Observa-se que na tabela, a melhor condição para controle em 1000 Hz é utilizando 42 variáveis resultado em 0,71 dB de atenuação, resultado praticamente insignificante, no entanto novamente pode-se também comprovar o estudo de Miranda (2013) o posicionamento onde se encontra a frequência 1000 Hz no gráfico 4.8 determina um “Nó” no sistema e região de anti-ressonância, gerando instabilidade ao sistema.

B.2 Resultados obtidos com caminho secundário banda estreita 200 a 400 Hz

Serão mostrados os resultados de 150 a 800 Hz variando de 50 em 50Hz, e nos resultados de 800 a 1000 Hz com passo de 100 Hz. Após a apresentação das tabelas contendo as frequências discretas, será apresentado o gráfico no tempo com melhor

resultado, apresentado em fundo azul na tabela. Nesta segunda etapa, foram ignoradas algumas variáveis “MM” devido ao seu comportamento nos experimentos anteriores, portanto foram utilizados os experimentos da seção B.1 como comparativo.

A tabela B.18 apresentará os resultados utilizando frequência em 150 Hz.

Tabela B.18: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 150 Hz

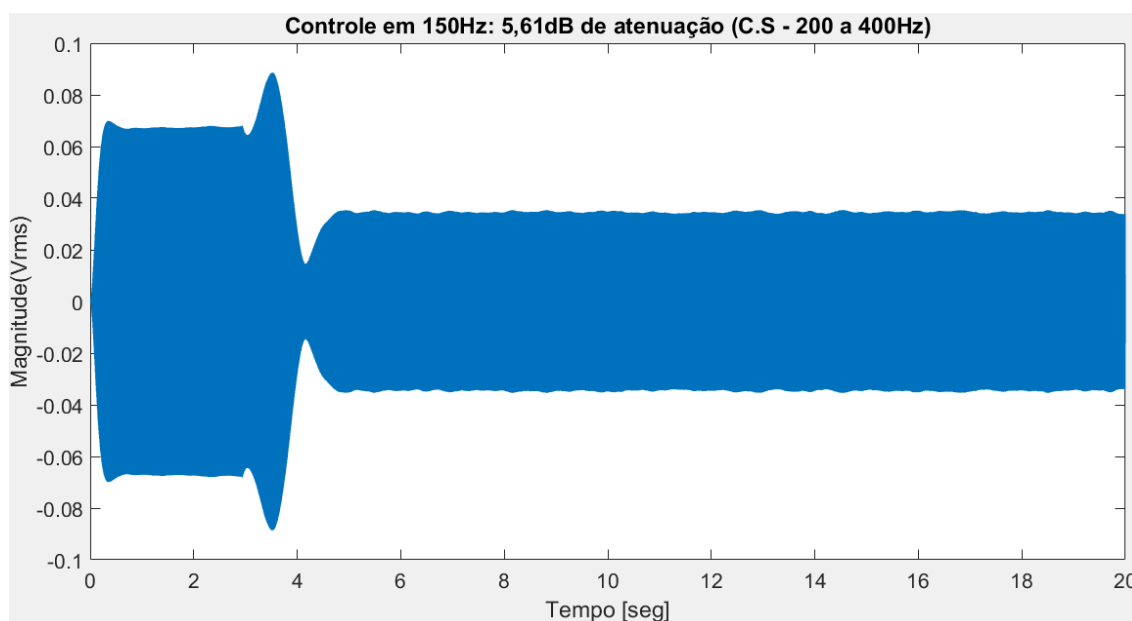
Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
150	10	59,24	53,81	5,43
150	20	59,24	53,71	5,53
150	30	59,24	53,63	5,61
150	40	59,24	53,98	5,26
150	50	59,24	53,73	5,51
150	60	59,24	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 150 Hz é utilizando 30 variáveis obtendo resultado de 5,61 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo singelo conforme mostrado na tabela B.18. Somente no coeficiente 60 pode-se observar instabilidade no sistema.

Observa-se no gráfico B.17 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.17: Atenuação de 5,61dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.17 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 5,61 dB de atenuação.

A tabela B.19 apresentará os resultados utilizando frequência em 200 Hz.

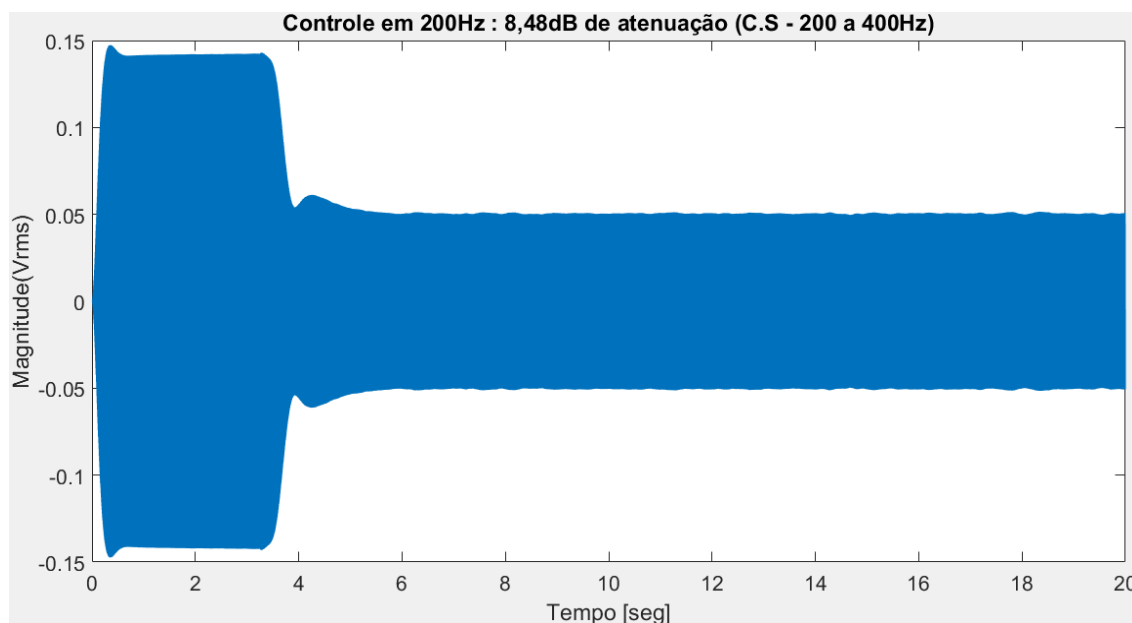
Tabela B.19: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 200 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
200	10	65,62	57,14	8,48
200	20	65,62	57,14	8,48
200	30	65,62	57,26	8,36
200	40	65,62	Instável	N/A
200	50	65,62	Instável	N/A
200	60	65,62	57,17	8,45

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 200 Hz é utilizando 20 varáveis obtendo resultado de 8,48 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo singelo conforme mostrado na tabela B.19. Somente nos coeficientes 40 e 50 pode-se observar instabilidade no sistema. Observa-se no gráfico B.18 o efeito do sistema CAR em função do tempo

Gráfico B.18: Atenuação de 8,48 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.18 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 5,61 dB de atenuação.

A tabela B.20 apresentará os resultados utilizando frequência em 250 Hz.

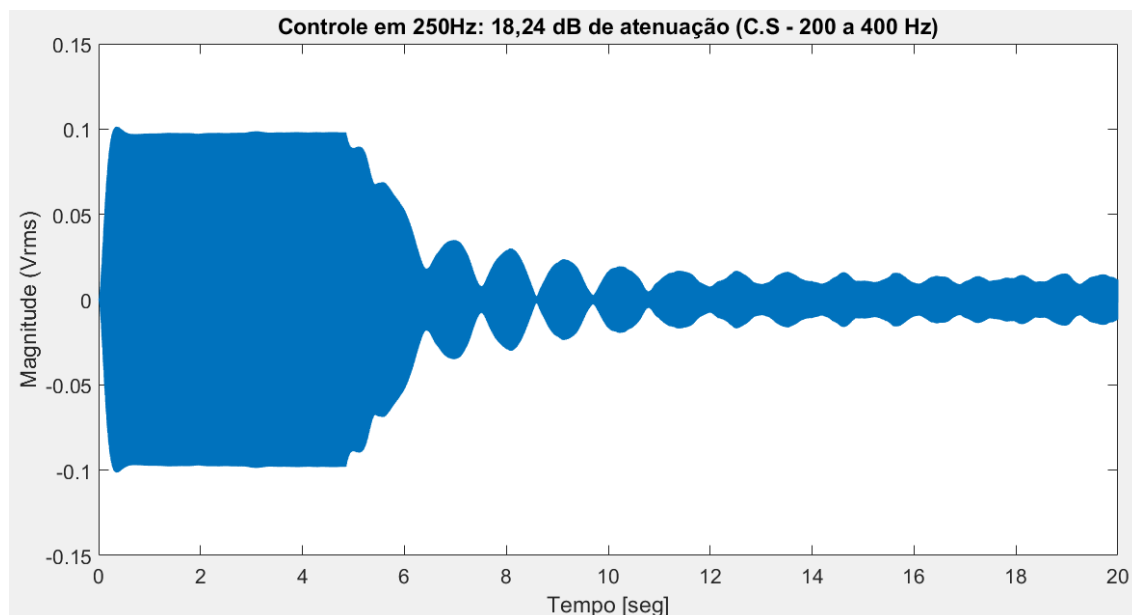
Tabela B.20: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 150 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
250	8	62,24	45,19	17,05
250	20	62,24	45,95	16,29
250	32	62,24	44,00	18,24
250	42	62,24	46,51	15,73
250	50	62,24	45,84	16,40
250	60	62,24	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 250 Hz é utilizando 32 varáveis obtendo resultado de 18,24 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo singelo conforme mostrado na tabela B.20. Somente no coeficiente 60 pode-se observar instabilidade no sistema. Observa-se no gráfico B.19 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.19: Atenuação de 18,24 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.19 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 18,24 dB de atenuação. É visivelmente claro perceber que o sistema inicia-se com um pouco de instabilidade, mas ele se ajusta e adapta no final dando um ótimo resultado.

A tabela B.21 apresentará os resultados utilizando frequência em 300 Hz.

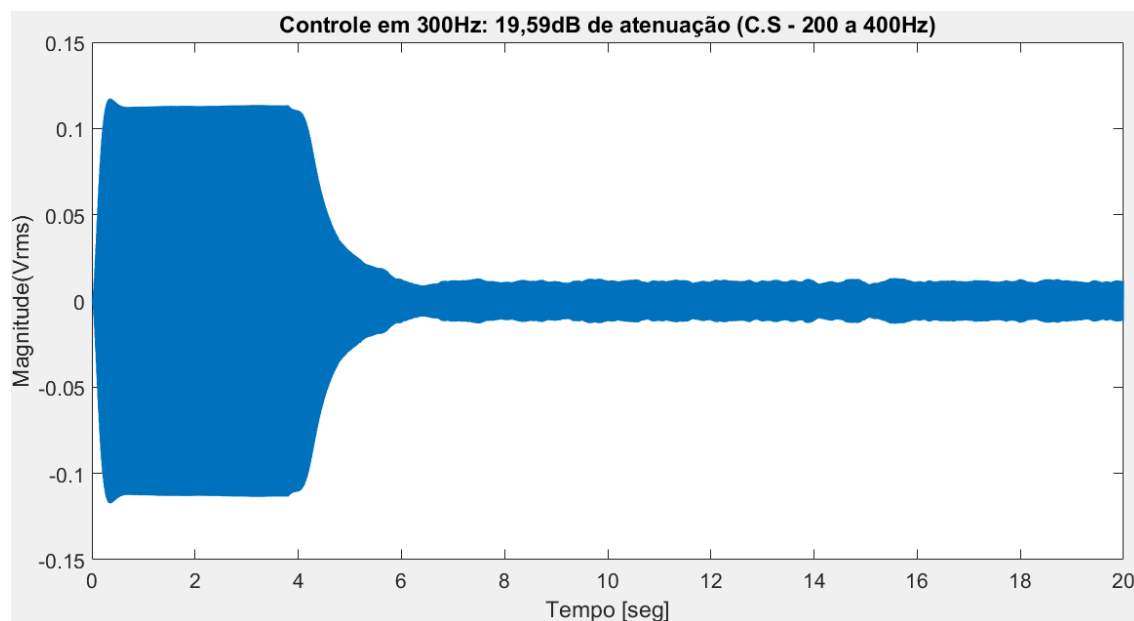
Tabela B.21: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 300 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
300	6	63,74	47,07	16,67
300	14	63,74	47,40	16,34
300	20	63,74	Instável	N/A
300	24	63,74	46,04	17,70
300	40	63,74	45,30	18,44
300	42	63,74	44,15	19,59
300	44	63,74	44,59	19,15
300	60	63,74	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 300 Hz é utilizando 42 varáveis obtendo resultado de 19,59 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.21. Somente nos coeficientes 20 e 60 pode-se observar instabilidade no sistema. Observa-se no gráfico B.20 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.20: Atenuação de 19,59 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.20 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 19,59 dB de atenuação.

A tabela B.22 apresentará os resultados utilizando frequência em 350 Hz.

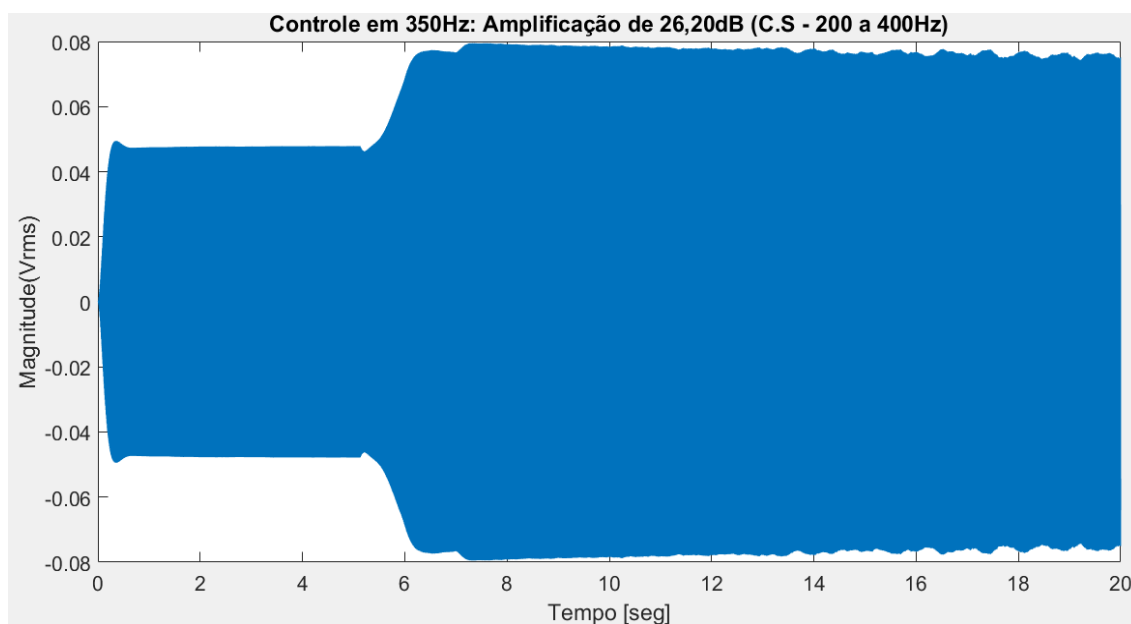
Tabela B.22: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 350 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
350	2	56,2	Instável	N/A
350	10	56,2	Instável	N/A
350	20	56,2	Instável	N/A
350	30	56,2	60,63	-4,43
350	40	56,2	Instável	N/A
350	50	56,2	Instável	N/A
350	60	56,2	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, não houve melhor condição para controle em 350 Hz, houve na realidade amplificação do sinal. Foi utilizado o sistema de 30 varáveis obtendo resultado de -4,43 dB de atenuação somente para mostrar o seu comportamento. Pode-se observar que a variação coeficientes “MM” não altera resultado nenhum para este caso. Observa-se no gráfico B.21 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.21: Amplificação do sinal em 4,43 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.21 após os 4 segundos a magnitude aumenta com a início do sistema CAR. Obtendo péssimo resultado de -4,43 dB de atenuação, ou seja, amplificação no sinal. Novamente como já era esperado, pode-se comprovar o conceito de Miranda (2013) o posicionamento onde se encontra a frequência 350 Hz no gráfico 4.8 determina um “Nó” no sistema e região de anti-ressonância.

A tabela B.23 apresentará os resultados utilizando frequência em 400 Hz.

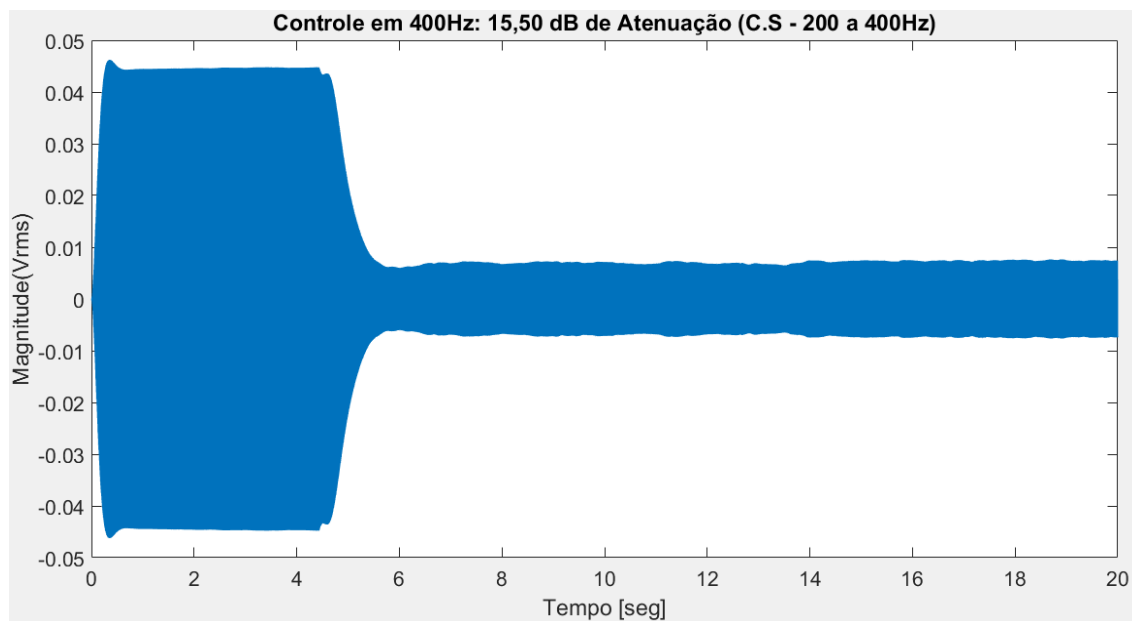
Tabela B.23: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 400 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
400	4	55,62	40,15	15,47
400	10	55,62	40,12	15,50
400	20	55,62	Instável	N/A
400	30	55,62	Instável	N/A
400	40	55,62	Instável	N/A
400	50	55,62	Instavel	N/A
400	60	55,62	41,91	13,71

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 400 Hz é utilizando 10 varáveis obtendo resultado de 15,50 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo singelo conforme mostrado na tabela B.23. Somente nos coeficientes 20 a 50 pode-se observar instabilidade no sistema. Nas outras variáveis obteve-se bons resultados. Observa-se no gráfico B.22 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.22: Amplificação do sinal em 15,50 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.22 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 15,50 dB de atenuação.

A tabela B.24 apresentará os resultados utilizando frequência em 450 Hz.

Tabela B.24: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 450 Hz

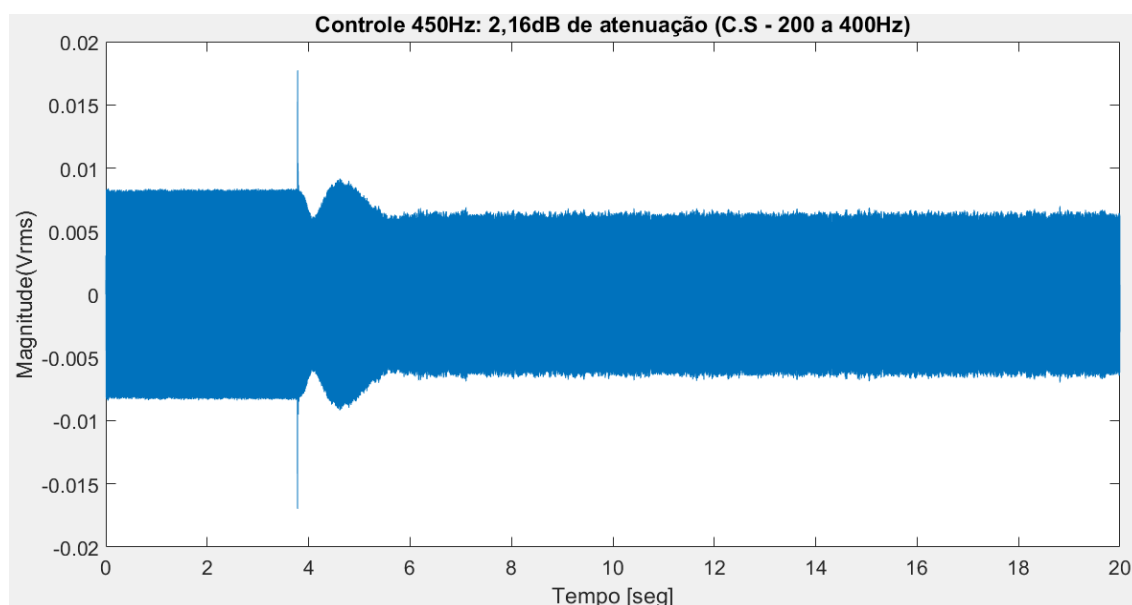
Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
450	10	41	39,31	1,69
450	20	41	38,84	2,16
450	30	41	Instável	N/A
450	40	41	Instável	N/A
450	50	41	Instável	N/A
450	60	41	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 450 Hz é utilizando 20 varáveis obtendo resultado de 2,16 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo singelo conforme mostrado na tabela B.24. Somente nos coeficientes de 30 a 60 pode-se observar instabilidade no sistema, no entanto apresenta resultado fraco nas variáveis de 10 a 20. Lembrando que esta frequência se apresenta em uma área de anti-ressonância conforme mostrado na figura 4.8 do capítulo IV.

Observa-se no gráfico B.23 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.23: Atenuação de 2,16 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.23 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 2,16 dB de atenuação.

A tabela B.25 apresentará os resultados utilizando frequência em 500 Hz.

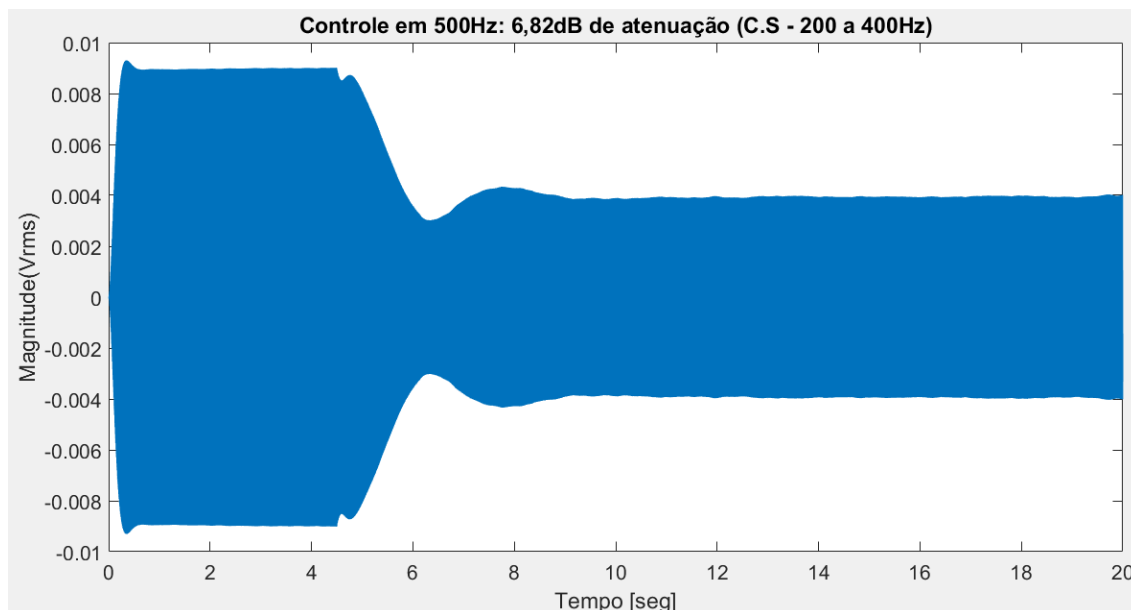
Tabela B.25: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 500 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
500	10	41,61	35,26	6,35
500	16	41,61	34,79	6,82
500	20	41,61	Instável	N/A
500	30	41,61	Instável	N/A
500	40	41,61	Instável	N/A
500	50	41,61	Instável	N/A
500	60	41,61	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 500 Hz é utilizando 16 variáveis obtendo resultado de 6,82 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo singelo conforme mostrado na tabela B.25. Nos coeficientes de 20 a 60 pode-se observar instabilidade no sistema, no entanto bons resultados nas variáveis de 10 e 16. Observa-se no gráfico B.24 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.24: Atenuação de 6,82 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.24 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 6,82 dB de atenuação.

A tabela B.26 apresentará os resultados utilizando frequência em 550 Hz.

Tabela B.26: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 550 Hz

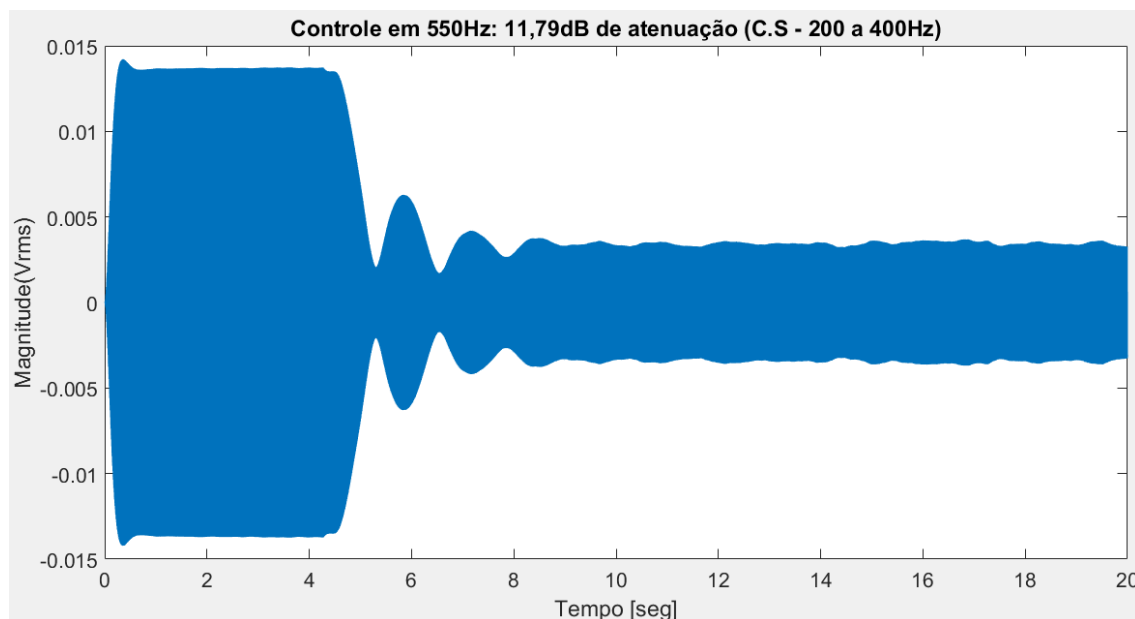
Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
550	10	45,29	33,60	11,69
550	16	45,29	33,50	11,79
550	20	45,29	35,07	10,22
550	30	45,29	Instável	N/A
550	40	45,29	Instável	N/A
550	50	45,29	Instável	N/A
550	60	45,29	33,53	11,76

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 550 Hz é utilizando 16 varáveis obtendo resultado de 11,79 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo singelo conforme mostrado na tabela B.26. Nos coeficientes de 30 a 50 pode-se observar instabilidade no sistema, no entanto ótimos resultados para os coeficientes de 10 a 20 variáveis.

Observa-se no gráfico B.25 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.25: Atenuação de 11,79 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.25 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 11,79 dB de atenuação, apesar de ter um início instável, no entanto após 8 segundos o sistema ficou estável e obteve bom controle.

A tabela B.27 apresentará os resultados utilizando frequência em 600 Hz.

Tabela B.27: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 600 Hz

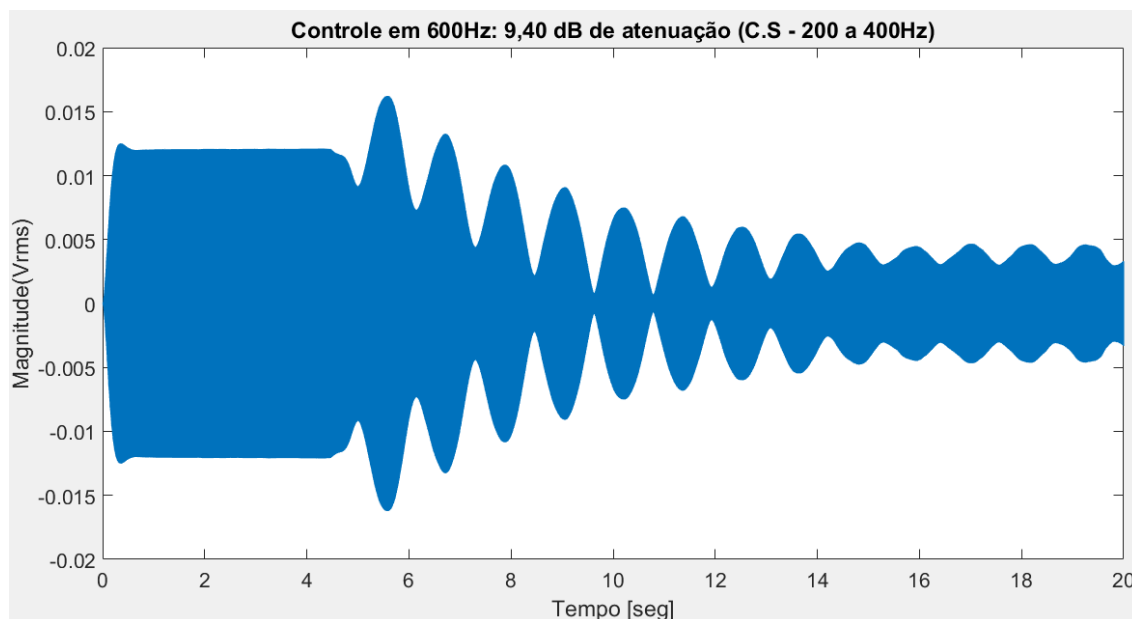
Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
600	10	44,15	36,38	7,77
600	20	44,15	35,28	8,87
600	22	44,15	34,75	9,40
600	30	44,15	Instável	N/A
600	40	44,15	Instável	N/A
600	50	44,15	Instável	N/A
600	60	44,15	39,73	4,42

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 600 Hz é utilizando 22 variáveis obtendo resultado de 9,40 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.27. Nos coeficientes de 30 a 50 pode-se observar instabilidade no sistema, no entanto de 10 a 22 variáveis apresentam bons resultados.

Observa-se no gráfico B.26 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.26: Atenuação de 9,40 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.26 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 9,40 dB de atenuação, apesar de ter um início instável, no entanto após 12 segundos o sistema ficou estável e obteve bom controle.

A tabela B.28 apresentará os resultados utilizando frequência em 650 Hz.

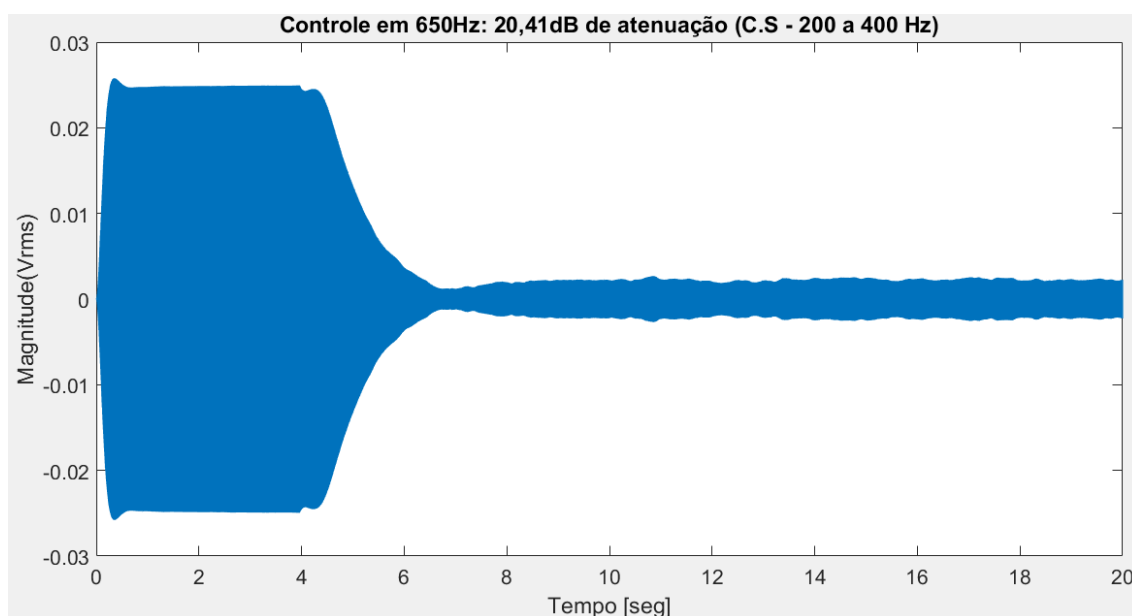
Tabela B.28: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 650 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
650	10	50,45	38,37	12,08
650	14	50,45	36,68	13,77
650	16	50,45	36,26	14,19
650	20	50,45	40,89	9,56
650	30	50,45	Instável	N/A
650	40	50,45	Instável	N/A
650	50	50,45	34,69	15,76
650	52	50,45	30,04	20,41
650	54	50,45	32,7	17,75
650	60	50,45	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 650 Hz é utilizando 52 varáveis obtendo resultado de 20,41 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.28. Nos coeficientes 30, 40 e 60 pode-se observar instabilidade no sistema, mas apresentando ótimos resultados nas outras variáveis. Observa-se no gráfico B.27 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.27: Atenuação de 20,41 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.27 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 20,41 dB de atenuação.

A tabela B.29 apresentará os resultados utilizando frequência em 700 Hz.

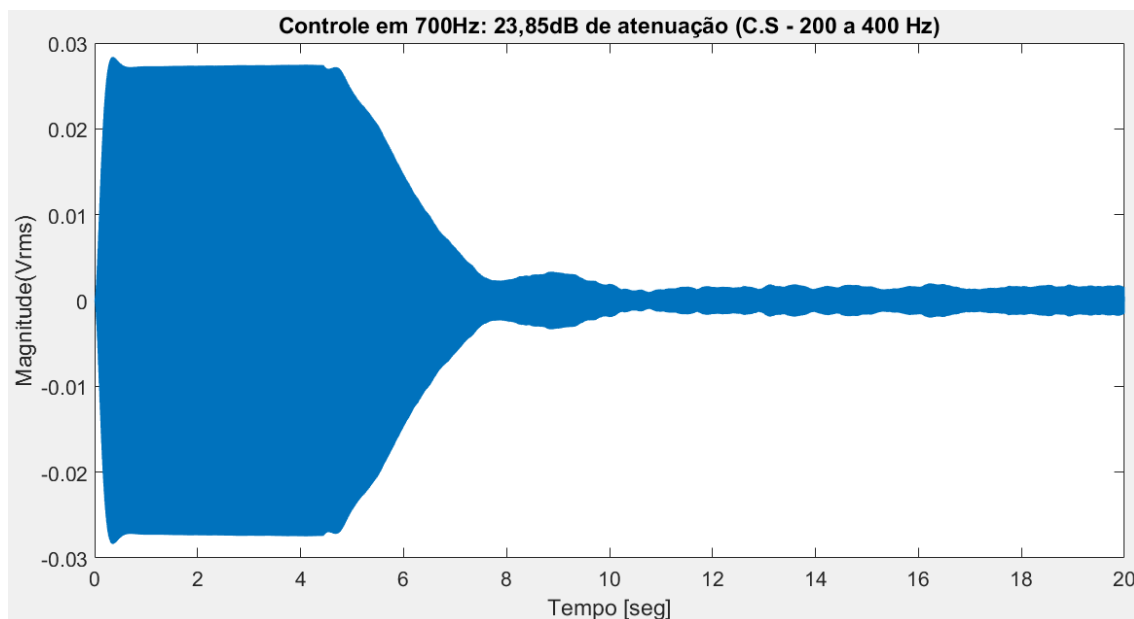
Tabela B.29: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 700 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
700	10	51,31	35,77	15,54
700	14	51,31	36,15	15,16
700	16	51,31	27,46	23,85
700	20	51,31	38,91	12,40
700	30	51,31	Instável	N/A
700	40	51,31	Instável	N/A
700	50	51,31	41,00	10,31
700	60	51,31	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 700 Hz é utilizando 16 varáveis obtendo resultado de 23,85 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.29. Nos coeficientes 30, 40 e 60 pode-se observar instabilidade no sistema, mas apresentando ótimos resultados nas outras variáveis. Observa-se no gráfico B.28 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.28: Atenuação de 23,85 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.28 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 23,85 dB de atenuação.

A tabela B.29 apresentará os resultados utilizando frequência em 750 Hz.

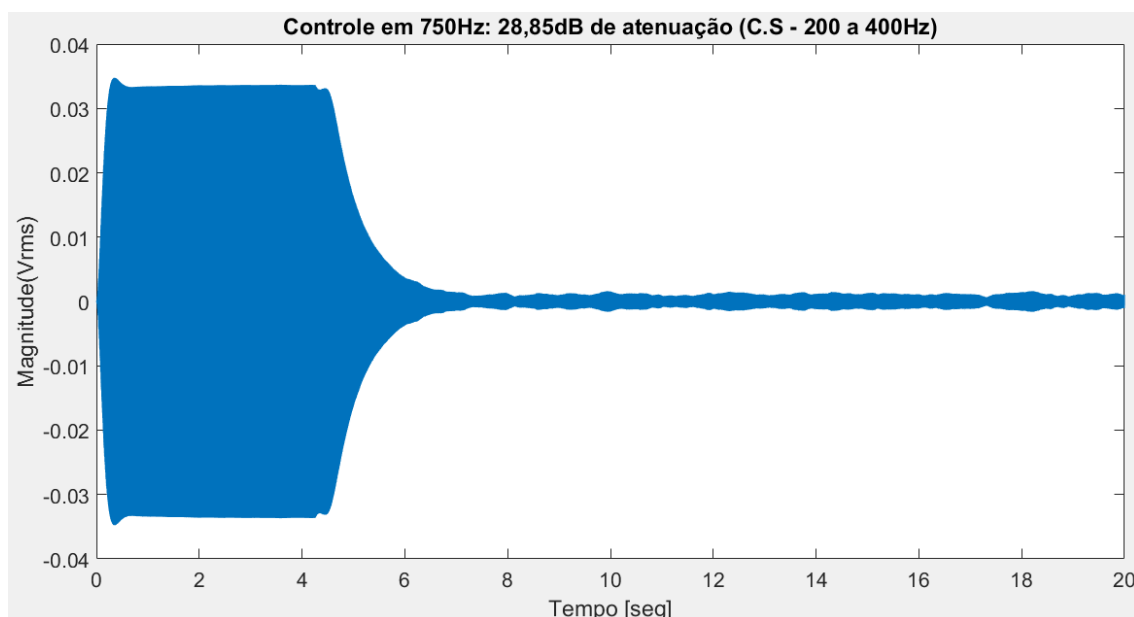
Tabela B.29: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 750 Hz.

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
750	10	53,11	24,26	28,85
750	12	53,11	26,17	26,94
750	20	53,11	37,34	15,77
750	30	53,11	Instável	N/A
750	40	53,11	40,37	12,74
750	50	53,11	43,14	9,97
750	60	53,11	45,62	7,49

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 750 Hz é utilizando 10 variáveis obtendo resultado de 28,85 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.30. Somente no coeficiente de 30 variáveis pode-se observar instabilidade no sistema, mas apresentando ótimos resultados nas outras variáveis. Observa-se no gráfico B.30 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.30: Atenuação de 28,85 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.30 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 28,85 dB de atenuação.

A tabela B.31 apresentará os resultados utilizando frequência em 800 Hz.

Tabela B.31: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 800 Hz.

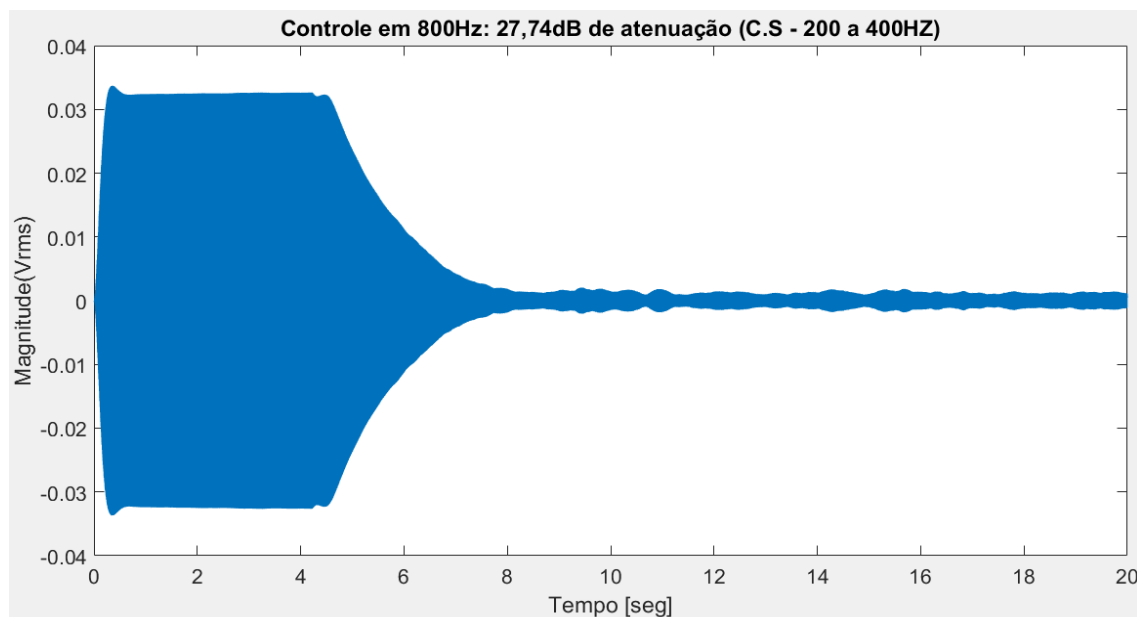
Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
800	10	52,86	39,93	12,93
800	14	52,86	25,12	27,74
800	20	52,86	43,07	9,79
800	30	52,86	Instável	N/A
800	40	52,86	44,74	8,12
800	50	52,86	Instável	N/A
800	60	52,86	48,68	4,18

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 800 Hz é utilizando 14 varáveis obtendo resultado de 27,74 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.31. Nos coeficientes 30 e 50 pode-se observar instabilidade no sistema, mas apresentando ótimos resultados nas variáveis de 10 a 20.

Observa-se no gráfico B.31 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.31: Atenuação de 27,74 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.31 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 27,74 dB de atenuação.

A tabela B.32 apresentará os resultados utilizando frequência em 900 Hz.

Tabela B.32: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 900 Hz

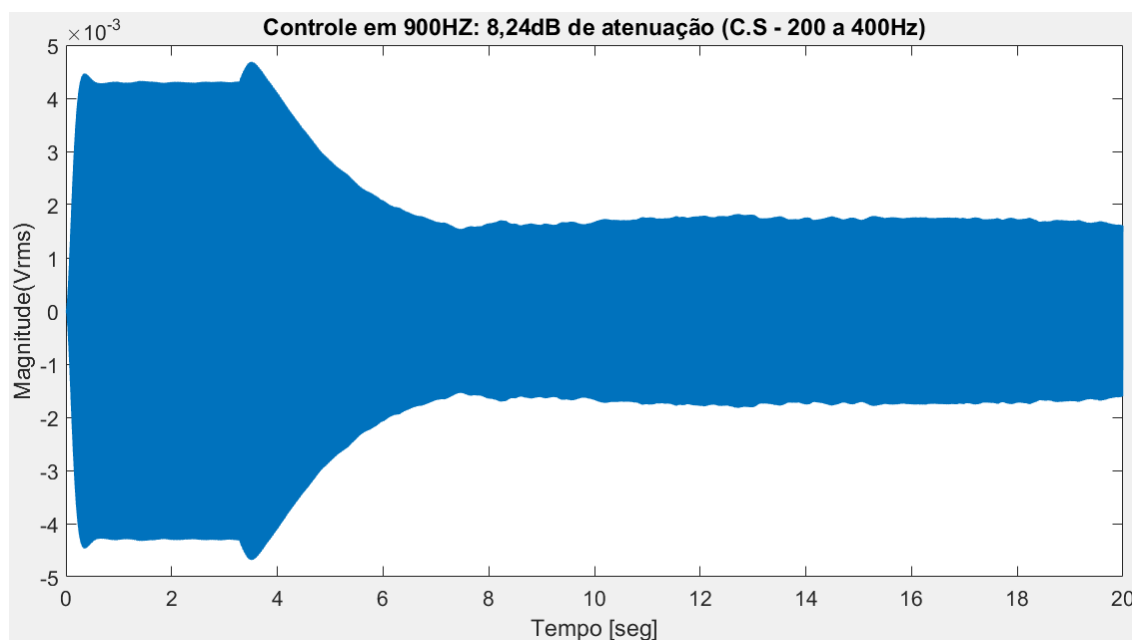
Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
900	8	35,16	28,29	6,87
900	10	35,16	26,92	8,24
900	12	35,16	34,18	0,98
900	14	35,16	Instável	N/A
900	20	35,16	Instável	N/A
900	30	35,16	Instável	N/A
900	40	35,16	Instável	N/A
900	50	35,16	Instável	N/A
900	60	35,16	28,89	6,27

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 900 Hz é utilizando 10 variáveis obtendo resultado de 8,24 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo brusco conforme mostrado na tabela B.32. Nos coeficientes 20 a 50 pode-se observar instabilidade no sistema, mas apresentando bons resultados em 8, 10 e 60 variáveis.

Observa-se no gráfico B.32 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.32: Atenuação de 8,24 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.32 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 8,24 dB de atenuação.

A tabela B.33 apresentará os resultados utilizando frequência em 1000 Hz.

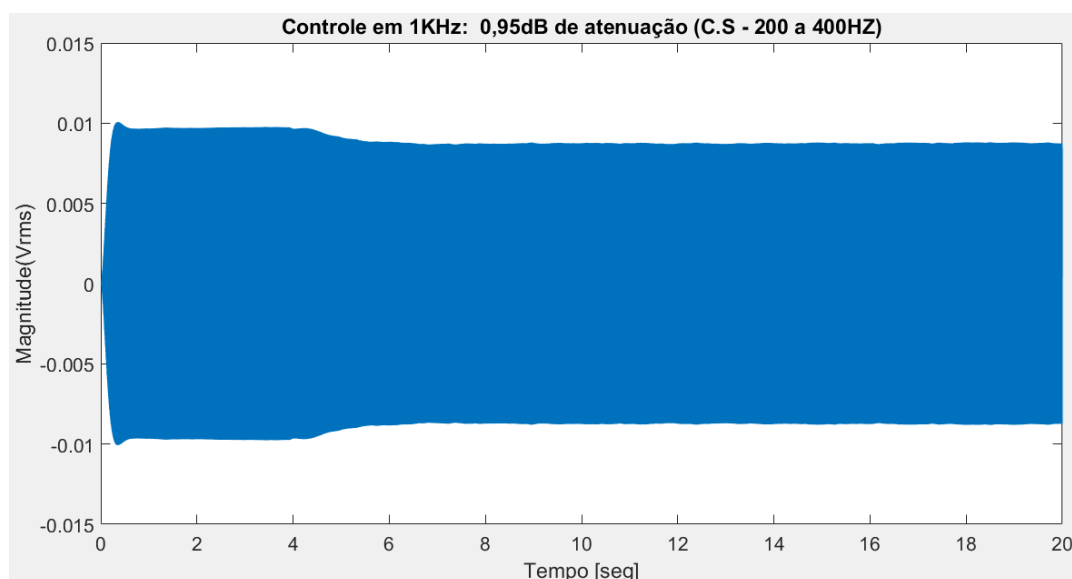
Tabela B.33: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 1000 Hz

Frequência (Hz)	MM	dBi	dBf	Atenuação (dB)
1000	8	42,75	Instável	N/A
1000	10	42,75	42,35	0,40
1000	12	42,75	Instável	N/A
1000	14	42,75	Instável	N/A
1000	20	42,75	Instável	N/A
1000	30	42,75	Instável	N/A
1000	40	42,75	Instável	N/A
1000	42	42,75	41,80	0,95
1000	50	42,75	Instável	N/A
1000	60	42,75	Instável	N/A

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, a melhor condição para controle em 1000 Hz é utilizando 42 variáveis obtendo resultado de 0,95 dB de atenuação. Pode-se observar que a variação nos coeficientes “MM” altera de modo singelo conforme mostrado na tabela B.33. Praticamente não se obteve controle neste experimento. Somente nas variáveis 10 e 42 o sistema obteve “controle” que pelo resultado é praticamente insignificante. O resto das variáveis o sistema se torna instável. No caso de tanta instabilidade pode ser explicado devido o sistema estar praticamente tentando controlar ondas em modos de alta-ordem, no qual se torna praticamente impossível para o controlador fazer uma leitura descente do sinal proposto a controle. Observa-se no gráfico B.33 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.33: Atenuação de 0,95 dB após ligação do sistema CAR.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.33 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR. Obtendo resultado de 0,95 dB de atenuação. Resultado praticamente insignificante, no entanto, novamente pode-se comprovar o estudo de Miranda (2013) o posicionamento onde se encontra a frequência 1000 Hz na figura 4.8 determina um “Nó” no sistema e região de anti-ressonância, gerando instabilidade ao sistema.

B.3 Resultados obtidos caminho secundário banda estreita com 23% da Banda

Apesar dos excelentes resultados apresentados nas secções B.1 e B.2, esta secção teve como objetivo refinar ainda mais os resultados obtidos utilizando um filtro de banda. No caso foi utilizado um filtro Bruel & Kjaer tipo 1621 mostrado na figura B.34. Este equipamento foi acoplado ao sistema para que fosse alterado o caminho secundário visando obter melhores resultados por ter este refinamento do filtro foram alterados os caminhos secundários para cada frequência discreta abordada na tese. Serão mostrados apenas alguns resultados a título de curiosidade, pois este teste demonstrou resultados aproximados dos obtidos anteriormente.

Figura B.34: Filtro de Passa Banda Bruel & Kjaer utilizado no sistema CAR para refinamento de dados.



Fonte: Autor, 2017

A tabela B.34 apresentará os resultados utilizando frequência em 200Hz utilizando banda estreita com 23% de taxa no filtro B&K.

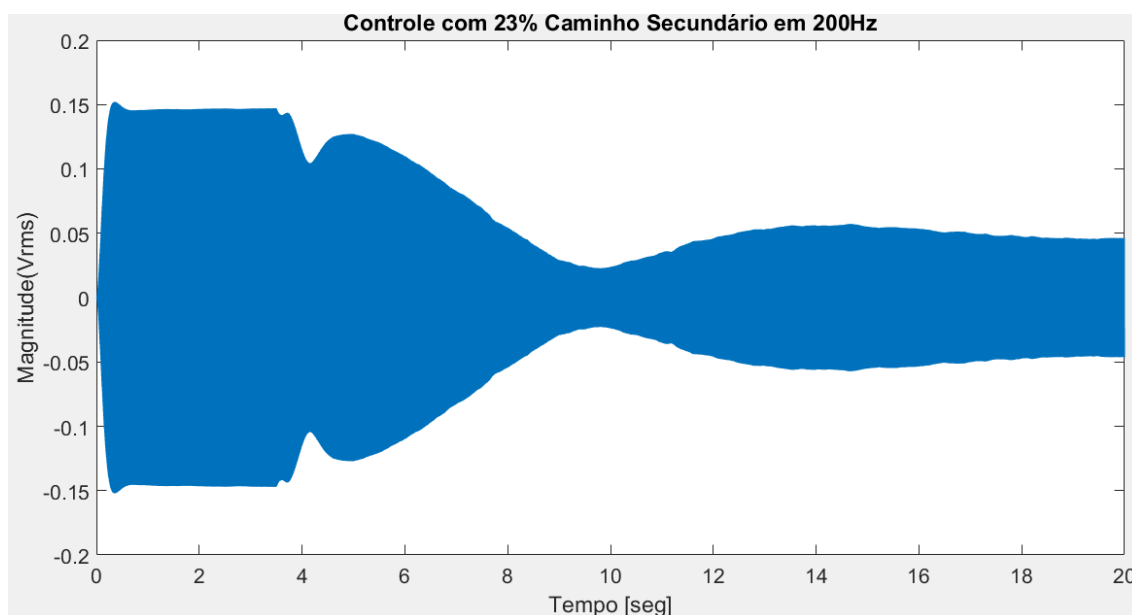
Tabela B.34: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 200hz com 23% de Filtro

200 Hz	Ruido Branco 23%		
MM=26	Dbi	dbf	Atenuação
Linear	65,62	57,26	8,36
23%	66,29	56,33	9,96

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, o resultado comparativo de 1,6 dB de diferença com o original sem filtro e com filtro de 23% no caminho secundário, a diferença dos resultados é insignificante com o total apresentado. Observa-se no gráfico B.35 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.35: Atenuação do sinal em 9,96 dB após ligação do sistema CAR utilizando 23% de banda estreita.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.35 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR, apesar do sistema mostrar um pouco de instabilidade o mesmo atinge uma certa estabilidade no sistema, obtendo resultado de 9,96 dB de atenuação.

A tabela B.35 apresentará os resultados utilizando frequência em 250 Hz utilizando banda estreita com 23% de taxa no filtro B&K.

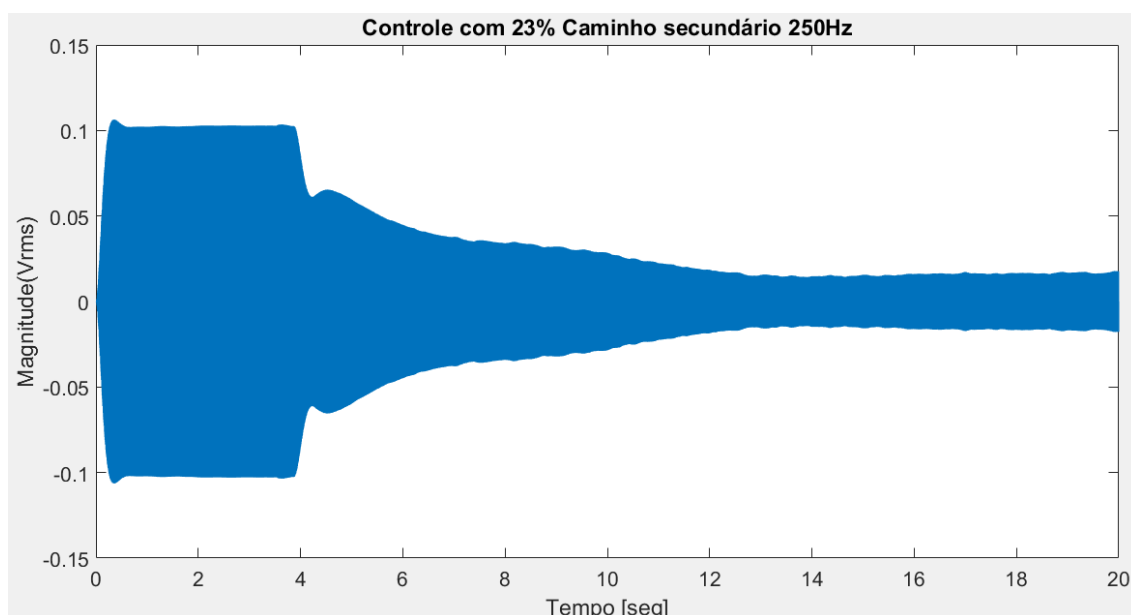
Tabela B.35: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 250 Hz com 23% de Filtro.

250 Hz	Ruido Branco 23%		
MM=32	Dbi	dbf	Atenuação
Linear	62,24	44,00	18,24
23%	62,97	47,46	15,51

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, o resultado comparativo de 2,7 dB de diferença com o original sem filtro e com filtro de 23% no caminho secundário, a diferença dos resultados é insignificante com o total apresentado. Observa-se no gráfico B.36 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.36: Atenuação do sinal em 15,51 dB após ligação do sistema CAR utilizando 23% de banda estreita.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico B.36 após os 4 segundos a magnitude cai com a início do sistema CAR, obtendo resultado de 15,51 dB de atenuação.

A tabela B.36 apresentará os resultados utilizando frequência em 350 Hz utilizando banda estreita com 23% de taxa no filtro B&K.

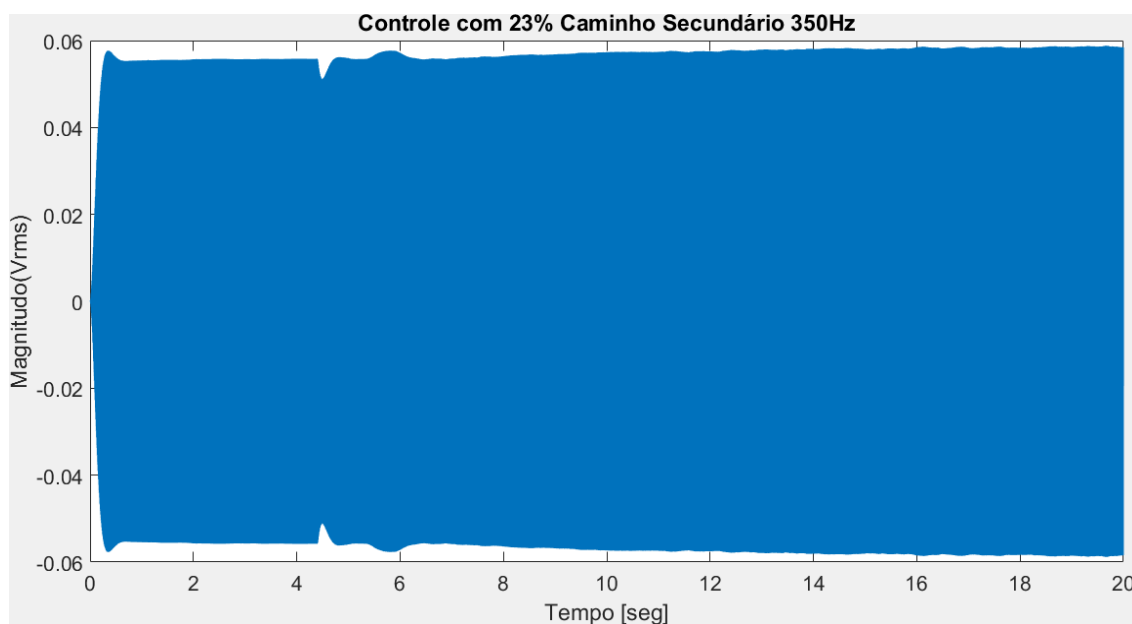
Tabela B.36: Resultados obtidos no sistema CAR utilizando 250 Hz com 23% de Filtro

350Hz	Ruido Branco 23%		
MM=20	Dbi	dbf	Atenuação
Linear	56,2	60,63	-4,43
23%	57,55	58,59	-1,04

Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto na tabela, o resultado comparativo de 3,39dB de diferença com o original sem filtro e com filtro de 23% no caminho secundário, a diferença dos resultados é insignificante com o total apresentado. Mesmo sendo um resultado ruim como já era esperado. Observa-se no gráfico B.37 o efeito do sistema CAR em função do tempo.

Gráfico B.37: Atenuação do sinal em -1,04 dB após ligação do sistema CAR utilizando 23% de banda estreita.



Fonte: Autor, 2017

Como pode ser visto no gráfico figura B.37 após os 4 segundos a magnitude amplifica o sinal CAR, obtendo resultado de -1,04 dB de atenuação, ou seja, um péssimo resultado do sistema CAR, como já foi abordado anteriormente este ponto determinado por um “nó” no sistema apresentado como antirressonância no gráfico 4.8.

Devido aos resultados serem muito similares com os anteriores e a diferença entre eles serem irrelevantes, não serão apresentados os resultados das outras frequências.

ANEXO A

A.1 Fundamentos matemáticos para um Duto em Acústica

A.1.1 Onda plana

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

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

São apresentadas então as equações linearizadas para este caso:

Continuidade de Massa:

$$\rho_0 \frac{\partial u}{\partial z} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 ; \quad (A.1)$$

Equilíbrio Dinâmico:

$$\rho_0 \frac{\partial u}{\partial t} + \frac{\partial p}{\partial z} = 0 ; \quad (A.2)$$

Equação da Energia:

$$\left(\frac{\partial p}{\partial \rho} \right)_s = \frac{\gamma(p_0 + p)}{\rho_0 + \rho} \simeq \frac{\gamma \rho_0}{\rho_0} = c_0^2 ; \quad (A.3)$$

Onde z é a coordenada axial ou longitudinal;

p_0 e ρ_0 são, pressão do ambiente e densidade média respectivamente, s é a entropia, sendo $p/p_0 \ll 1$, $\rho/\rho_0 \ll 1$.

Da equação (A.3) resulta-se em,

$$\rho = \frac{p}{c_0^2}; \quad \frac{\partial \rho}{\partial t} = \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial p}{\partial t}; \quad \frac{\partial \rho}{\partial z} = \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial p}{\partial z} . \quad (\text{A.4})$$

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

Substituindo a equação (A.4) em (A.1) e eliminando u das equações (A.1) e (A.2) por diferenciação da primeira com respeito ao t , a segunda com respeito a z e por fim subtraindo, chega-se em

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial t^2} - c_0^2 \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right] p = 0. \quad (\text{A.5})$$

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

$$p(z, t) = A_1 f(z - c_0 t) + A_2 g(z + c_0 t). \quad (\text{A.6})$$

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

$$p(z, t) = A_1 e^{j\omega(t - \frac{z}{c_0})} + A_2 e^{j\omega(t + \frac{z}{c_0})}. \quad (\text{A.7})$$

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

Assim, a equação representa a onda movendo-se progressivamente adiante sem ser atenuada e sem aumento de velocidade c_0 . Considerando a segunda parte da solução, a

onda move-se progressivamente na direção oposta com a mesma velocidade c_0 . Portanto, c_0 é a velocidade de propagação da onda, (A.5) é a equação da onda, e a solução (A.7) representa a sobreposição de duas ondas progressivas de amplitudes A_1 e A_2 movendo-se em direções opostas.

A equação (A.5) é classicamente chamada de equação da onda unidimensional, e a velocidade de propagação da onda c_0 é também chamada de velocidade de fase ou velocidade do som. Como a pressão acústica p é linearmente relacionada à velocidade da partícula u , a velocidade potencial ϕ é definida pela relação:

$$u = \frac{\partial \phi}{\partial z}; \quad p = -\rho_0 \frac{\partial \phi}{\partial t} \quad , \quad (A.8)$$

A variável dependente apresentada na equação (A.5) pode ser tanto u ou ϕ . Devido a esta dupla identidade, a principal característica da onda na equação (A.5) está no operador diferencial,

$$L \equiv \frac{\partial^2}{\partial t^2} - c_0^2 \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad , \quad (A.9)$$

que é classicamente chamado de operador da onda unidimensional.

Fatorando o operador de onda, tem-se:

$$\frac{\partial^2}{\partial t^2} - c_0^2 \frac{\partial^2}{\partial z^2} = \left(\frac{\partial}{\partial t} + c_0 \frac{\partial}{\partial z} \right) \left(\frac{\partial}{\partial t} - c_0 \frac{\partial}{\partial z} \right) \quad , \quad (A.10)$$

Pode-se perceber que a onda que move-se para frente (primeira parte da solução (A.6) ou (A.7)) é a solução da equação,

$$\left(\frac{\partial p}{\partial t} + c_0 \frac{\partial p}{\partial z} \right) = 0 \quad , \quad (A.11)$$

e para onda que move-se para trás (a segunda parte da solução (A.6) ou (A.7)) é a solução da equação:

$$\left(\frac{\partial p}{\partial t} - c_0 \frac{\partial p}{\partial z}\right) = 0 , \quad (\text{A.12})$$

A equação (A.7) pode ser rearranjada da seguinte forma:

$$p(z, t) = [A_1 e^{-jkz} + A_2 e^{+jkz}] e^{j\omega t} , \quad (\text{A.13})$$

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

k é chamada de número da onda ou constante de propagação, e λ é o comprimento de onda.

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

$$u(z, t) = [A_3 e^{-jkz} + A_4 e^{+jkz}] e^{j\omega t} , \quad (\text{A.14})$$

Substituindo as equações (A.13) e (A.14) na equação de equilíbrio dinâmico (A.2) tem-se que:

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

Assim tem-se que,

$$u(z, t) = \frac{1}{Z_0} (A_1 e^{-jkz} - A_2 e^{+jkz}) e^{j\omega t} , \quad (\text{A.15})$$

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

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

$$v = \rho_0 S u, \quad (A.16)$$

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

$$\begin{aligned} \text{Velocidade da partícula, } u: & \quad \rho_0 c_0 ; \\ \text{Velocidade de volume:} & \quad \frac{\rho_0 c_0}{S} ; \end{aligned} \quad (A.17)$$

$$\text{Velocidade de Massa, } v: \quad \frac{c_0}{S} ;$$

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

A equação a seguir mostra a equação de continuidade de massa (A.1), sendo diferenciando em função de t , e tirando sua divergência e subtraindo-a da equação de equilíbrio dinâmico (A.2), chega-se na equação da onda 3D,

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial t^2} - c_0^2 \nabla^2 \right] p = 0. \quad (A.18)$$

Onde o termo Laplaciano é dado por ∇^2 .

No sistema de coordenadas Cartesianas (Dutos Retangulares):

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad (A.19)$$

No sistema de coordenadas cilíndricas polares (Dutos Circulares):

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$$

(A.20)

A.1.2 Dutos Retangulares

Ao fazer uso do método de separação de variáveis, a solução geral da onda 3D dada pela equação A.18 juntamente com termo Laplaciano dada pela equação A.19 resulta na seguinte forma:

$$p(x, y, z, t) = (A_1 e^{-jk_z z} + A_2 e^{+jk_z z}) (e^{-jk_x x} + A_3 e^{+jk_x x}) \times (e^{-jk_y y} + A_4 e^{+jk_y y}) e^{j\omega t} \quad 1)$$

Com a condição de compatibilidade,

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = k_0^2$$

2)

Para dutos de paredes rígidas, possui largura b e altura h como mostrado na figura A.1, as condições de contorno são:

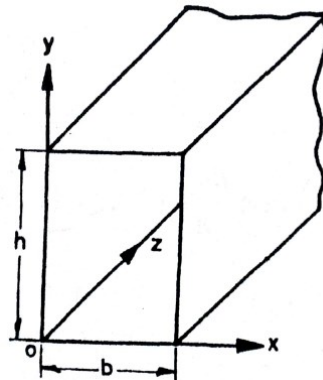
$$\frac{\partial p}{\partial x} = 0 \quad \text{onde } x = 0 \text{ e } x = b$$

e,

(A.23)

$$\frac{\partial p}{\partial y} = 0 \quad \text{onde } y = 0 \text{ e } y = h$$

Figura A.1: Um duto retangular e seu sistema de coordenadas Cartesianas (x, y, z) .



Fonte: MUNJAL, 1987

Substituindo essas condições de contorno na equação A.21 tem-se então, respectivamente:

$$C_3 = 1; \quad k_x = \frac{m\pi}{b}, \quad m = 0, 1, 2, \dots$$

e,

$$C_4 = 1; \quad k_y = \frac{n\pi}{h}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad (\text{A.24})$$

Então a equação A.21 se torna:

$$p(x, y, z, t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \cos \frac{m\pi x}{b} \cos \frac{n\pi y}{h} \times (A_{1,m,n} e^{-jk_{z,m,n}z} + A_{2,m,n} e^{+jk_{z,m,n}z}) e^{j\omega t}, \quad 5)$$

Onde o valor da transmissão da onda para o modo (m, n) , $k_{z,m,n}$ é dado pela relação:

$$\left[k_{z,m,n}^2 = k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{b} \right)^2 - \left(\frac{n\pi}{h} \right)^2 \right]^{1/2} \quad 6)$$

Para avaliar a velocidade axial da partícula correspondente ao modo (m, n) , faça-se então uso da equação do momento:

$$\rho_0 \frac{\partial u_{z,m,n}}{\partial t} + \frac{\partial p}{\partial z} = 0,$$

Que produz

$$u_{z,m,n} = \frac{-\partial p / \partial z}{j\omega \rho_0} = \frac{k_{z,m,n}}{k_0 \rho_0 a_0} \{A_{1,m,n} e^{-jk_{z,m,n}z} + A_{2,m,n} e^{+jk_{z,m,n}z}\} \cos \frac{m\pi x}{b} \cos \frac{n\pi y}{h} e^{j\omega t} \quad 7)$$

Agora, a velocidade da massa pode ser calculada pela integral:

$$v_{z,m,n} = \rho_0 \int_0^h \int_0^b u_{z,m,n} dx dy$$

$$= \int_0^b \cos \frac{m\pi x}{b} dx \int_0^h \cos \frac{n\pi y}{h} dy \frac{k_{z,m,n}}{\omega} \{A_{1,m,n} e^{-jk_{z,m,n}z} + A_{2,m,n} e^{+jk_{z,m,n}z}\} e^{j\omega t}$$

Que produz

$$u_{z,m,n} = 0 \quad \text{para } m \neq 0, n \neq 0$$

$$= \frac{bh}{a_0} \{A_1 e^{-jk_0 z} + A_2 e^{+jk_0 z}\} \quad \text{para } m = n = 0.$$

Portanto, a velocidade da massa acústica não pode ser zero somente para a onda plana ou modo (0,0) na qual foi demonstrado. Aliás, mostra-se o conceito de velocidade de massa acústica ou velocidade de massa não tem qualquer significado para modos de alta-ordem. Equação A.27 mostra que para a mesma pressão acústica, a amplitude da velocidade da partícula para o modo (m,n) é de $(k_{z,m,n}/k_0)$ vezes menor que a onda plana. Pode-se notar que para o modo (0,0), $k_{z,m,n} = k_0$ e a equação A.25 reduz-se para equação A.13. Desta forma a onda plana corresponde ao modo (0,0) da solução na equação A.25.

Qualquer modo particular do modo (m,n) propagará sem qualquer atenuação se:

$$k_0^2 - \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2 > 0$$

Ou

$$\frac{4}{\lambda^2} - \left(\frac{m}{b}\right)^2 - \left(\frac{n}{h}\right)^2 > 0$$

Ou

$$\lambda < \frac{2}{\left\{\left(\frac{m}{b}\right)^2 - \left(\frac{n}{h}\right)^2\right\}^{1/2}} \quad 3a)$$

Obviamente, a onda plana para qualquer comprimento de onda pode propagar sem atenuação, enquanto que o modo de alta ordem pode propagar somente na medida que a desigualdade (A.28a) for satisfeita. Portanto, se $h < b$, o primeiro modo de alta ordem (0,1) seria cortado (isto é, iria começar a se propagar) se:

$$\lambda < 2h \quad \text{ou} \quad f > \frac{c_0}{2h} \quad 3b)$$

Em outras palavras, somente a onda plana irá propagar (todos modos de alta ordem serão cortadas, isto é, atenuada exponencialmente). Se a frequência for pequena o suficiente então tem-se:

$$\lambda > 2h \quad \text{ou} \quad f < \frac{c_0}{2h} \quad \text{)} \quad \text{3)}$$

Onde h é a maior das duas dimensões transversais de um duto retangular.

A.1.3 Dutos Circulares

A equação da onda (A.18), juntamente com Laplaciano dada por (A.20), governa a onda de propagação em dutos circulares (veja figura A.2).

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \quad (\text{A.30})$$

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

$$p(r, \theta, z, t) = \sum_m R_m(r) e^{jm\theta} Z(z) e^{j\omega t} . \quad (\text{A.31})$$

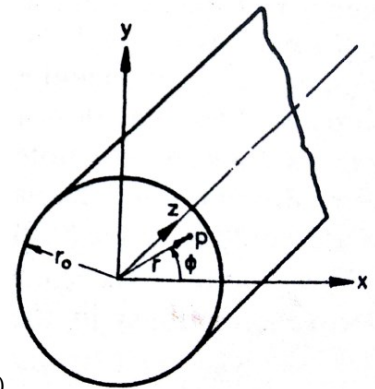


Figura A.2: Um duto cilíndrico e seu sistema de coordenadas polares (r, ϕ, z) .

Fonte: MUNJAL, 1987

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

$$\frac{d^2 Z}{dz^2} = -k_z^2 Z , \quad (\text{A.32})$$

Substituindo as equações (A.19) e (A.20) na equação da onda, obtém-se a equação de Bessel:

$$\frac{d^2 R_m}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dR_m}{dr} + \left(k_0^2 - k_z^2 - \frac{m^2}{r^2} \right) R_m = 0 . \quad (\text{A.33})$$

A qual possui uma solução geral do tipo:

$$R_m = A_3 J_m(k_r r) + A_4 N_m(k_r r) , \quad (\text{A.34})$$

Onde

$$k_r^2 = k_0^2 - k_z^2 . \quad (\text{A.35})$$

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

Para um duto rígido a velocidade radial das paredes ($r = r_0$) é nulo. Portanto:

$$\frac{dJ_m(k_r r)}{dr} = 0 \quad \text{sendo } r = r_0. \quad (\text{A.36})$$

Assim, existem apenas valores discretos de k_r que satisfazem a equação (A.36):

$$J'_m(k_r r_0) = 0. \quad (\text{A.37})$$

Após denotado o valor de k_r o mesmo corresponde a enésima raiz desta equação (A.37), como $k_{r,m,n}$, tem-se que:

$$p(r, \theta, z, t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} J_m(k_{r,m,n}) e^{jm\theta} \times (A_{1,m,n} e^{-jk_{z,m,n}z} + A_{2,m,n} e^{+jk_{z,m,n}z}) , \quad (\text{A.38})$$

Onde

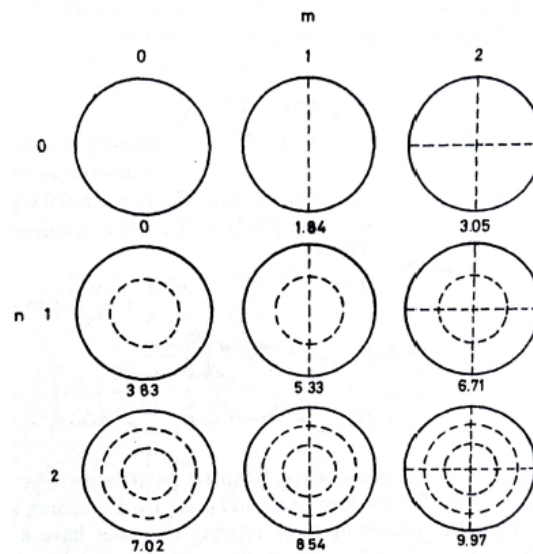
$$k_{z,m,n} = (k_0^2 - k_{r,m,n}^2)^{1/2} . \quad (\text{A.39})$$

Como o primeiro zero de J'_0 (ou de J_1) é zero, $k_{r,0,1} = 0$ e $k_{z,0,1} = k_0$. Portanto para modo (0,1), Eq.(A.38) é reduzida a eq.(A.13), a equação da onda plana de propagação. Por isso a onda plana corresponde ao modo (0,1) da equação (A.38) e se propaga sem atenuações.

Na maioria das literaturas n representa o número de zero da derivada $J'_m(k_r r_0)$ conforme equação (A.37). Na figura A.2 é mostrada a distribuição transversal da pressão onde m e n representam os números de nós da secção transversal do duto. A partir desta notação o modo de

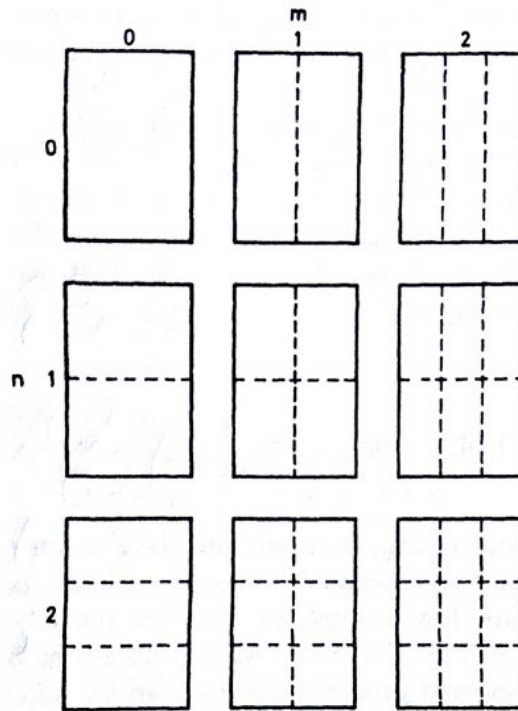
onda plana seria (0,0) na secção circular, isto ocorre também para dutos retangulares como pode ser visto na figura A.3, e m e n teriam a mesma denotação, isto é, o número de nós (na respectiva direção) na distribuição transversal da pressão.

Figura A.3: Linhas nodais para distribuição transversal da pressão em dutos circulares para resultados acima de $m = 2$ e $n = 2$.



Fonte: MUNJAL, 1987

Figura A.4: Linhas nodais para distribuição transversal da pressão em dutos retangulares para resultados acima de $m = 2$ e $n = 2$.



Fonte: MUNJAL, 1987

De acordo com as informações disponíveis, $n = 0$ poderia representar a primeira raiz da eq.(A.37) e n representaria a $(n+1)$ raiz da equação (A.38).

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

$$k_0 r_0 = 1.84, \quad \text{ou} \quad f < \frac{1.84}{\pi D} c_0, \quad (\text{A.40})$$

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

Substituindo os modos componentes (m, n) da equação (A.38) na equação de equilíbrio dinâmico para a direção axial, tem-se:

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

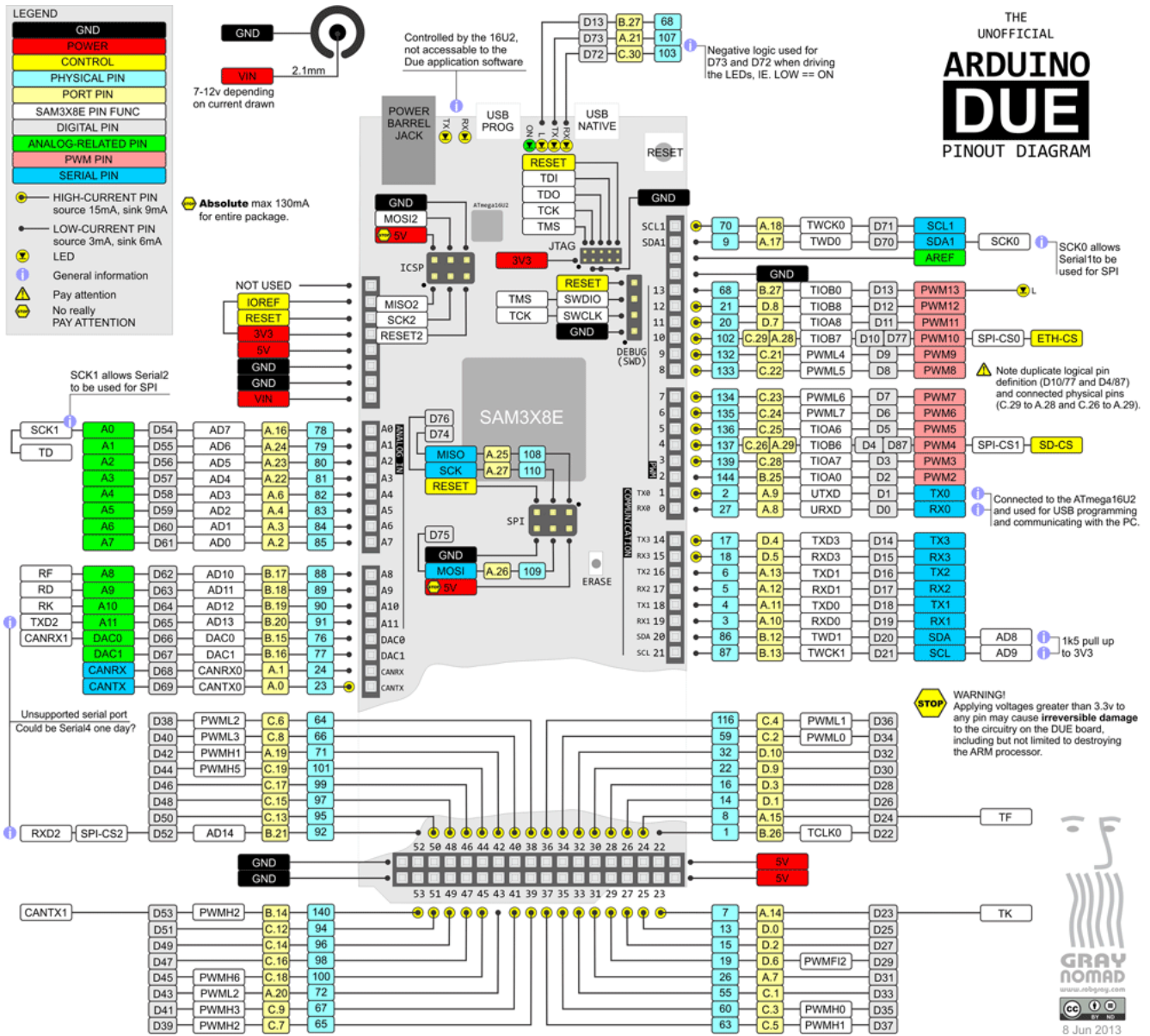
Chega-se a:

$$u_{z,m,n} = \frac{\partial p / \partial z}{j\omega\rho_0} = J_m(k_{r,m,n}r) e^{jm\theta} e^{j\omega t} \frac{k_{z,m,n}}{k_0\rho_0 c_0} \times \{A_{1,m,n} e^{-jk_{z,m,n}z} + A_{2,m,n} e^{+jk_{z,m,n}z}\}. \quad (\text{A.41})$$

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

Anexo B

B. Mapa de Pinagem Arduino Due



ANEXO C

C. Certificado de Calibração dos Microfones e ICP amplificador

Certificate of Calibration and Conformance

Certificate Number 2007-98560

Instrument Model 426E01, Serial Number 010410, was calibrated on 04OCT2007. The instrument meets factory specifications per Procedure D0001.8204.

New Instrument

Date Calibrated: 04OCT2007

Calibration Standards Used

MANUFACTURER	MODEL	SERIAL NUMBER	INTERVAL	CAL. DUE	TRACEABILITY NO.
Larson Davis	PRA951-L4	0182	12 Months	26FEB2008	2007-90364
Hewlett Packard	34401A	US36015216	12 Months	07MAY2008	298816
Larson Davis	LDSigGn / 2209	0097 / 0118	12 Months	03AUG2008	2007-96249

Reference Standards are traceable to the National Institute of Standards and Technology (NIST)

Calibration Environmental Conditions

Temperature: 25 ° Centigrade

Relative Humidity: 30 %

Affirmations

This Certificate attests that this instrument has been calibrated under the stated conditions with Measurement and Test Equipment (M&TE) Standards traceable to the U.S. National Institute of Standards and Technology (NIST). All of the Measurement Standards have been calibrated to their manufacturers' specified accuracy / uncertainty. Evidence of traceability and accuracy is on file at Provo Engineering & Manufacturing Center. An acceptable accuracy ratio between the Standard(s) and the item calibrated has been maintained. This instrument meets or exceeds the manufacturer's published specification unless noted.

This calibration complies with the requirements of ISO 17025 and ANSI Z540. The collective uncertainty of the Measurement Standard used does not exceed 25% of the applicable tolerance for each characteristic calibrated unless otherwise noted.

The results documented in this certificate relate only to the item(s) calibrated or tested. A one year calibration is recommended, however calibration interval assignment and adjustment are the responsibility of the end user. This certificate may not be reproduced, except in full, without the written approval of the issuer.

Technician: Jason Grace

Signed: 

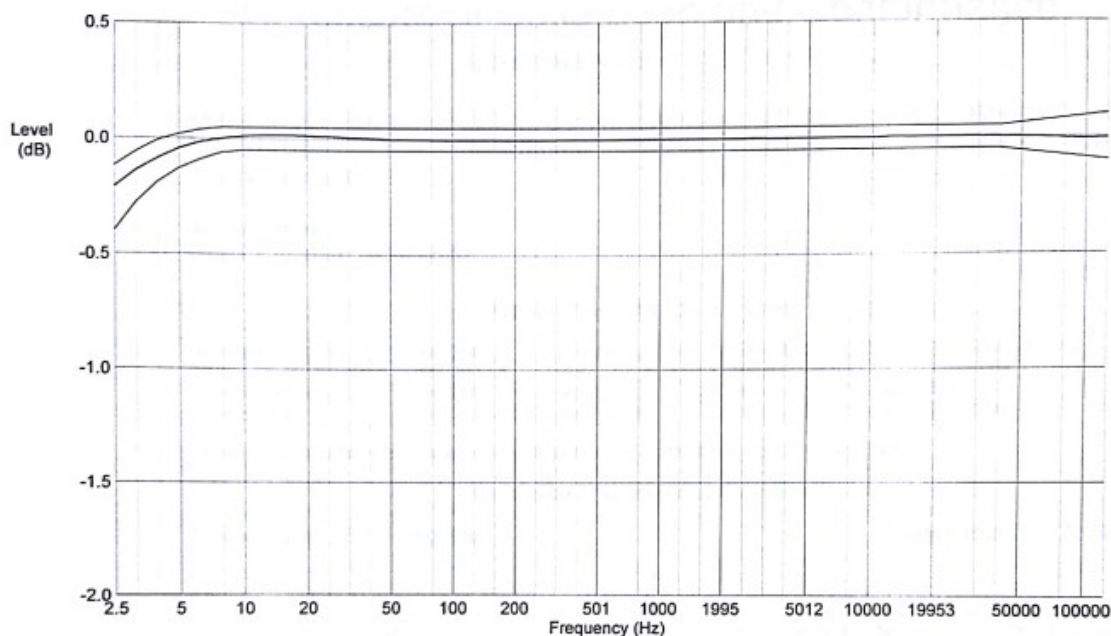


CORPORATE HEADQUARTERS
3425 Walden Avenue, Depew, New York 14043-2495 USA
Toll Free: 800-828-8840 Fax: 716-684-0987
24-hour SensorLine: 716-684-0001
E-mail: info@pcb.com
Web site: www.pcb.com
ISO 9001:2000 Certified
A21 Accredited to ISO 17025

Scanned by CamScanner

Preamplifier Model: 426E01 Serial Number: 010410
Certificate of Electrical Conformance

Frequency response of this model 426E01 preamplifier was tested at a level of 1 Vrms with 18pF microphone capacitance and driving a short cable. Output level at 1kHz is 0.9948 Vrms (-0.045 dBV), uncertainty 0.033 dB. Output is 10.975 V DC, uncertainty 0.001. Results are displayed relative to the level at 1kHz.



Freq (Hz)	Measured (dB)	Uncert (dB)	Tolerance (dB)	Freq (Hz)	Measured (dB)	Uncert (dB)	Tolerance (dB)
2.51	-0.21	0.075	-0.12, -0.40	630.96	0.00	0.016	+0.05, -0.05
3.16	-0.14	0.058	-0.06, -0.28	794.33	0.00	0.016	+0.05, -0.05
3.98	-0.09	0.058	-0.01, -0.19	1000.00	0.00	0.016	+0.05, -0.05
5.01	-0.04	0.036	+0.02, -0.13	1258.90	0.00	0.016	+0.05, -0.05
6.31	-0.02	0.036	+0.04, -0.09	1584.90	0.00	0.016	+0.05, -0.05
7.94	0.00	0.036	+0.05, -0.06	1995.30	0.00	0.016	+0.05, -0.05
10.00	0.01	0.016	+0.05, -0.05	2511.90	0.00	0.016	+0.05, -0.05
12.59	0.02	0.016	+0.05, -0.05	3162.30	0.00	0.016	+0.05, -0.05
15.85	0.02	0.016	+0.05, -0.05	3981.10	0.00	0.016	+0.05, -0.05
19.95	0.02	0.016	+0.05, -0.05	5011.90	0.00	0.016	+0.05, -0.05
25.12	0.01	0.016	+0.05, -0.05	6309.60	0.00	0.016	+0.05, -0.05
31.62	0.01	0.016	+0.05, -0.05	7943.30	0.00	0.016	+0.05, -0.05
39.81	0.00	0.016	+0.05, -0.05	10000.00	0.00	0.016	+0.05, -0.05
50.12	0.00	0.016	+0.05, -0.05	12589.00	0.00	0.016	+0.05, -0.05
63.10	0.00	0.016	+0.05, -0.05	15849.00	0.00	0.016	+0.05, -0.05
79.43	-0.00	0.016	+0.05, -0.05	19953.00	0.00	0.016	+0.05, -0.05
100.00	-0.00	0.016	+0.05, -0.05	25250.00	0.00	0.016	+0.05, -0.05
125.89	-0.00	0.016	+0.05, -0.05	31500.00	0.00	0.022	+0.05, -0.05
158.49	-0.00	0.016	+0.05, -0.05	39750.00	0.00	0.022	+0.05, -0.05
199.53	-0.00	0.016	+0.05, -0.05	50000.00	0.00	0.022	+0.05, -0.05
251.19	-0.00	0.016	+0.05, -0.05	63000.00	-0.00	0.047	+0.06, -0.06
316.23	-0.00	0.016	+0.05, -0.05	79500.00	-0.01	0.047	+0.07, -0.07
398.11	-0.00	0.016	+0.05, -0.05	100000.00	-0.01	0.047	+0.08, -0.08
501.19	-0.00	0.016	+0.05, -0.05	126000.00	-0.01	0.063	+0.09, -0.09

Noise floor data: 1kHz (1/3 Octave) = 0.33 uV, -9.7 dBuV, uncertainty = 0.47 dB

Flat (20Hz-20kHz) = 2.7 uV, 8.6 dBuV, uncertainty = 0.47 dB

Awt = 1.4 uV, 3.0 dBuV, uncertainty = 0.46 dB

Uncertainties are given as expanded uncertainty at ~95% confidence interval (k = 2).

Technician: Jason Grace Test Date: 04OCT2007

Model Number	MICROPHONE PERFORMANCE	
426E01		
Performance	ENGLISH	SI
Nominal Microphone Diameter	1/2"	1/2"
Gain	-0.05 dB	-0.05 dB
Frequency Response(± 0.1 dB)(re 1 kHz)	6.3 to 125,000 Hz	6.3 to 125,000 Hz
Frequency Response(-3 dB)(re 1 kHz)	<0.9 Hz	<0.9 Hz
Phase Linearity(<1 °)	32 to 20,000 Hz	32 to 20,000 Hz
Phase Linearity(-1 to +10 °)	3.2 to 32 Hz	3.2 to 32 Hz
Electrical Noise(A-weight)	<2.8 μ V	<2.8 μ V
Electrical Noise(A-weight)	1.7 μ V	1.7 μ V
Electrical Noise(Flat 20 Hz to 20 kHz)	<5 μ V	<5 μ V
Electrical Noise(Flat 20 Hz to 20 kHz)	3 μ V	3 μ V
Distortion(3 V rms input at 1 kHz)	<-70 dB	<-70 dB
Output Slew Rate	2 V/ μ S	2 V/ μ S
TEDS Compliant	Yes	Yes
Environmental		
Temperature Range(Operating)	-40 to +176 °F	-40 to +80 °C
Temperature Response	<0.05 dB	<0.05 dB
Humidity Range(Non-Condensing)	0 to 95 %RH	0 to 95 %RH
Humidity Sensitivity	<0.05 dB	<0.05 dB
Electrical		
Excitation Voltage	20 to 32 VDC	20 to 32 VDC
Constant Current Excitation	2 to 20 mA	2 to 20 mA
Impedance(Input)	20 Gohm	20 Gohm
Capacitance(Input)	0.06 pF	0.06 pF
Output Bias Voltage	10 to 14 VDC	10 to 14 VDC
Impedance(Output)	<50 ohm	<50 ohm
Output Voltage(Maximum)	± 7 Vpk	± 7 Vpk
Physical		
Housing Material	Stainless Steel	Stainless Steel
Size (Diameter x Length)	0.5 in x 3.18 in	12.7 mm x 80.7 mm
Electrical Connector	BNC Jack	BNC Jack
Mounting Thread(Microphone to Preamplifier)	0.4606 - 60 UNS	11.7 mm - 60 UNS

*All specifications are at room temperature unless otherwise specified.
In the interest of constant product improvement, we reserve the right to change specifications without notice.*

ICP® is a registered trademark of PCB Group, Inc.

~ Calibration Report ~

Microphone Model: 377B02

Serial Number: 108241

Description: 1/2" Free-Field Microphone

Calibration Data

Open Circuit Sensitivity @ 251.2 Hz: 53.39 mV/Pa

Polarization Voltage, External: 0 V

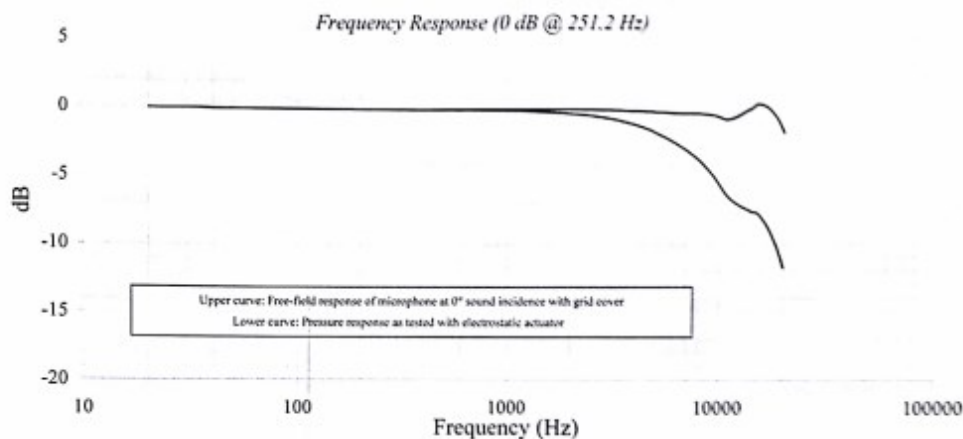
-25.45 dB re 1V/Pa

Capacitance: 11.3 pF

Temperature: 70 °F (21°C)

Ambient Pressure: 987 mbar

Relative Humidity: 34 %



Freq (Hz)	Lower (dB)	Upper (dB)	Freq (Hz)	Lower (dB)	Upper (dB)	Freq (Hz)	Lower (dB)	Upper (dB)	Freq (Hz)	Lower (dB)	Upper (dB)
20.0	0.02	0.02	1584.9	-0.20	0.01	6683.4	-2.85	-0.33	-	-	-
25.1	0.03	0.03	1678.8	-0.23	0.00	7079.5	-3.11	-0.33	-	-	-
31.6	0.05	0.05	1778.3	-0.25	0.00	7498.9	-3.41	-0.34	-	-	-
39.8	0.02	0.02	1883.7	-0.27	0.01	7943.3	-3.73	-0.34	-	-	-
50.1	0.03	0.03	1995.3	-0.31	0.00	8414.0	-4.13	-0.40	-	-	-
63.1	0.02	0.02	2113.5	-0.34	0.00	8912.5	-4.55	-0.44	-	-	-
79.4	0.02	0.02	2238.7	-0.38	-0.01	9440.6	-5.03	-0.51	-	-	-
100.0	0.02	0.02	2371.4	-0.42	-0.01	10000.0	-5.60	-0.65	-	-	-
125.9	0.01	0.01	2511.9	-0.47	-0.01	10592.5	-6.20	-0.80	-	-	-
158.5	0.01	0.01	2660.7	-0.53	-0.02	11220.2	-6.63	-0.77	-	-	-
199.5	0.00	0.00	2818.4	-0.59	-0.03	11885.0	-6.95	-0.63	-	-	-
251.2	0.00	0.00	2985.4	-0.65	-0.03	12589.3	-7.20	-0.43	-	-	-
316.2	-0.01	0.00	3162.3	-0.73	-0.05	13335.2	-7.39	-0.20	-	-	-
398.1	-0.02	-0.02	3349.7	-0.81	-0.07	14125.4	-7.60	-0.01	-	-	-
501.2	-0.03	0.01	3548.1	-0.92	-0.10	14962.4	-7.70	0.27	-	-	-
631.0	-0.04	0.00	3758.4	-1.02	-0.12	15848.9	-8.13	0.22	-	-	-
794.3	-0.06	0.03	3981.1	-1.13	-0.13	16788.0	-8.71	0.01	-	-	-
1000.0	-0.09	0.03	4217.0	-1.25	-0.14	17782.8	-9.51	-0.40	-	-	-
1059.3	-0.10	0.03	4466.8	-1.39	-0.16	18836.5	-10.48	-0.97	-	-	-
1122.0	-0.11	0.03	4731.5	-1.54	-0.17	19952.6	-11.74	-1.81	-	-	-
1188.5	-0.12	0.03	5011.9	-1.75	-0.22	-	-	-	-	-	-
1258.9	-0.13	0.03	5308.8	-1.94	-0.24	-	-	-	-	-	-
1333.5	-0.15	0.03	5623.4	-2.14	-0.26	-	-	-	-	-	-
1412.5	-0.16	0.03	5956.6	-2.36	-0.29	-	-	-	-	-	-
1496.2	-0.18	0.02	6309.6	-2.60	-0.31	-	-	-	-	-	-

Technician: Paul Drews P.D.

Date: July 7, 2008



PCB PIEZOTRONICS
VIBRATION DIVISION

3425 Walden Avenue, Depew, New York, 14043

TEL: 888-684-0013 FAX: 716-685-3886 www.pcb.com

© 2007 PCB

Model Number	PRECISION CONDENSER	
377B02		
Performance	ENGLISH	SI
Nominal Microphone Diameter	1/2"	1/2"
Frequency Response Characteristic(at 0° incidence)	Free-Field	Free-Field
Open Circuit Sensitivity(at 250 Hz)	50 mV/Pa	50 mV/Pa
Open Circuit Sensitivity(± 1.5 dB)(at 250 Hz)	-26 dB re 1 V/Pa	-26 dB re 1 V/Pa
Frequency Range(± 1 dB)	5 to 10,000 Hz	5 to 10,000 Hz
Frequency Range(± 2 dB)	3.15 to 20,000 Hz	3.15 to 20,000 Hz
Lower Limiting Frequency(-3 dB)	1 to 2.4 Hz	1 to 2.4 Hz
Dynamic Range(3% Distortion Limit)	146 dB re 20 µPa	146 dB re 20 µPa
Dynamic Range(Cartridge Thermal Noise)	15 dB(A) re 20 µPa	15 dB(A) re 20 µPa
Standards Designation(IEC 61094-4)	WS2F	WS2F
Environmental		
Temperature Range(Operating)	-40 to +248 °F	-40 to +120 °C
Temperature Coefficient of Sensitivity(+14 to +122°F (-10 to +50°C))	0.005 dB/°F	0.009 dB/°C
Static Pressure Coefficient(at 250 Hz)	-0.013 dB/kPa	-0.013 dB/kPa
Influence of Humidity(0 to 100%, non-condensing)	<0.1 dB	<0.1 dB
Influence of Axial Vibration(0.1g (1 m/s²))	63 dB re 20 µPa	63 dB re 20 µPa
Electrical		
Capacitance(Polarized)	12 pF	12 pF
Polarization Voltage	0 V	0 V
Physical		
Housing Material	Nickel Alloy	Nickel Alloy
Venting	Rear	Rear
Mounting Thread(Preamplifier)	0.4606 - 60 UNS	11.7 mm - 60 UNS
Mounting Thread(Grid)	0.5 - 60 UNS	12.7 mm - 60 UNS
Size (Diameter x Height)(with grid)	0.52 in x 0.64 in	13.2 mm x 16.2 mm
Size (Diameter x Height)(without grid)	0.5 in x 0.6 in	12.7 mm x 15.3 mm
Weight	0.28 oz	7.8 gm
<i>All specifications are at room temperature unless otherwise specified.</i>		
<i>In the interest of constant product improvement, we reserve the right to change specifications without notice.</i>		
ICP® is a registered trademark of PCB Group, Inc.		

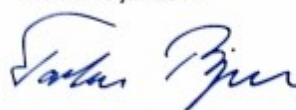
MANUFACTURER'S CERTIFICATE OF CONFORMANCE

We certify that Brüel & Kjær **-4957---** Serial No. **2770575** has been tested and passed all production tests, confirming compliance with the manufacturer's published specification at the date of the test.

The final test has been performed using calibrated equipment, traceable to National or International Standards or by ratio measurements.

Brüel & Kjær is certified under ISO 9001:2008 assuring that all test data is retained on file and is available for inspection upon request.


Nærum 16-jun-2011



Torben Bjørn
Vice President, Operations

Please note that this document is not a calibration certificate.
For information on our calibration services please contact your nearest Brüel & Kjær office.

HEADQUARTERS: Brüel & Kjær Sound & Vibration Measurement A/S - DK-2850 Nærum - Denmark
Telephone: +45 7741 2000 - Fax: +45 4580 1405 - www.bksv.com - info@bksv.com
Local representatives and service organisations worldwide

Brüel & Kjær 

ANEXO D

D. Cotação das placas de aquisição DSPACE® e Arduino Due®

- DS1103/1104 entre outros modelos Preço em Euros 2010



São Caetano do Sul, 9 de fevereiro de 2010

Proposta Número: C&S2010-0006- dSPACE – UFU

Universidade Federal de Uberlândia - UFU

Att.: Marcus Duarte

e-mail: mvduarte@meccanica.ufu.br

Prezado Sr,

Conforme interesse demonstrado por Vsas. Segue abaixo cotação dos produtos solicitados:



- dSPACE GmbH * Preços FOB: Importação Direta pela Universidade
- * Preços CIF : Entrega no Brasil – Impostos Inclusos

Item	Qtd	Código	Descrição	Preço Unitário FOB USA (EUROS \$)	Preço Unitário Brasil (EUROS \$)
01	01	ACE1103 STD_USB	Advanced Control Education Kit 1103 consisting of DS1103 PowerPC GX / 1GHz controller board, 32 MB application SDRAM, 96 MB communication SDRAM, adapter cables, CDP Control Development Software Package and Microtec C Cross Compiler with USB dongle	€ 9.234,00	€16.067,16
02	01	ACE1103 CLP_USB	Advanced Control Education Kit 1103 consisting of DS1103 PowerPC GX / 1GHz controller board, 32 MB application SDRAM, 96 MB communication SDRAM, CLP1103 Connector/LED Panel, CDP Control Development Software Package and Microtec C Cross Compiler with USB dongle	€ 10.419,00	€ 18129,06
03	01	ACE1103 CP_USB	Advanced Control Education Kit 1103 consisting of DS1103 PowerPC GX / 1GHz controller board, 32 MB application SDRAM, 96 MB communication SDRAM, CP1103 Connector Panel, CDP Control Development Software Package and Microtec C Cross Compiler with USB dongle	€ 10.239,00	€ 17.815,86

04	01	ACE1103 PX4CLPUUSB	Advanced Control Education Kit 1103 consisting of DS1103 PowerPC GX / 1GHz controller board, 32 MB application SDRAM, 96 MB communication SDRAM, PX4 expansion box with high speed serial host interface consisting of DS814, PC-side PCI bus DS817 and opto cable, US mains cable, CLP1103 Connector	€ 12.287,00	€ 21.379,38
05	01	ACE1103 PX4CL815UU	Advanced Control Education Kit 1103 consisting of DS1103 PowerPC GX / 1GHz controller board, 32 MB application SDRAM, 96 MB communication SDRAM, PX4 expansion box with high speed serial host interface consisting of DS814, PC-side PCMCIA bus DS815 and patch cable, US mains cable, CLP1103 Connector	€ 12.287,00	€ 21.379,38
06	01	ACE1104 STD_USB	Advanced Control Education Kit 1104 consisting of DS1104 R&D controller board with PPC 603e / 250 MHz, 32 MB RAM, CDP Control Development Software Package and Microtec C Cross Compiler with USB dongle	€ 3.922,00	€ 6.824,28
07	01	ACE1104 CLP USB	Advanced Control Education Kit 1104 consisting of DS1104 PPC 603e / 250 MHz controller board with 32 MB RAM, CLP1104 Connector/LED Panel, CDP Control Development Software Package and Microtec C Cross Compiler with USB dongle	€ 4.662,00	€ 8.111,88
08	01	ACE1104 CP_USB	Advanced Control Education Kit 1104 consisting of DS1104 PPC 603e / 250 MHz controller board with 32 MB RAM, CP1104 Connector Panel, CDP Control Development Software Package and Microtec C Cross Compiler with USB dongle	€ 4.536,00	€ 7.892,64
09	01	ACE_MABX 0507/815/U	Advanced Control Education Kit MicroAutobox consisting of MicroAutoBox with DS1401 PowerPC 750FX 800 MHz processor board, DS1505 & DS1507 I/O board, and PCMCIA Host Interface DS815-2 (incl. High Speed Serial Patch-Cable/ 5m), CDP Control Development Software Package and Microtec C Cross Compiler with USB	€ 14.115,00	€ 24.560,10

- CP1104 em 2011

RECEBEMOS DE ANACOM ELETRÔNICA LTDA. AS PRODUTOS/SERVIÇOS CUNDO ENTREGADOS EM LUGAR DEBIDAMENTE IDENTIFICADO		Nº 0000001927 SÉRIE: 1	
DATA DE RECEBIMENTO	IDENTIFICAÇÃO E ASSINATURA DO RECEBEDOR		

 ANACOM ELETRÔNICA LTDA. R. NAZARET, 507 - Barcelona CEP 06551-200 - Fone: 11.3422-4200		DANFE DOCUMENTO AUXILIAR DA NOTA FISCAL ELETRÔNICA Saída: 1 Entrada: 2 Nº 0000001927 Série: 1 Página 1/1	 CHAVE DE ACESSO 3511 1164 7721 6300 0175 5500 1000 0019 2717 6481 3950 Consulta de autenticidade no portal nacional da NF-e www.nfe.fazenda.gov.br/portal ou no site da sefaz Autorizada
NATUREZA DA OPERAÇÃO 6.108 - Venda de mercadoria adquirida ou recebida de terceiros,		PROTOCOLO DE AUTORIZAÇÃO DE USO 135110621847779 22/11/2011 13:11:33	
INSCRIÇÃO ESTADUAL 636133405110	INSCRIÇÃO ESTADUAL DO MIIST. TEREUTARIO	CNPJ 64.772.163/0001-75	

DESTINATÁRIO / REMETENTE		CNPJ/CPF	DATA DA EMISSÃO
NOME RAZÃO SOCIAL MARCIO RACCI DA SILVA /CAPIES		539.355.786-87	22/11/2011
ENDEREÇO Av JOAO NAVES DE AVILA, BL IM 2121 -		BAIRRO/DISTRITO CAMPUS ST	DATA DE SAÍDA/ENTRADA 22/11/2011
CEP 38.400-902	MUNICÍPIO UBERLANDIA	UF MG	HORA DE SAÍDA 13:10

FATURA			
BOLETO	XXXX01927-1	3.036,29	02/12/2011

CÁLCULO DO IMPOSTO					
BASE DE CÁLCULO DE ICMS	VALOR DO ICMS	BASE DE CÁLCULO DE ICMS SUBSTITUIÇÃO	VALOR DO ICMS SUBSTITUIÇÃO	VALOR TOTAL DOS PRODUTOS	
3.036,29	364,35	0,00	0,00	2.891,70	
VALOR DO FRETE	VALOR DO SEGURO	DESCONTO	OUTRAS DESPESAS	VALOR DO IPI	VALOR TOTAL DA NOTA
0,00	0,00		0,00	144,59	3.036,29


TRANSPORTADOR / VOLUMES TRANSPORTADOS					
RAZÃO SOCIAL SEDEX -OFFICE POST SERVIÇOS LTDA EPP	TRAB. POR CONTA 1 - EMISSOR 2 - DESTINATÁRIO	CÓDIGO ANTT	PLACA DO VEÍCULO	UF	CNPJ/CPF
ENDEREÇO AL GLETE 1045	MUNICÍPIO SAO PAULO			SP	09.160.067/0001-68
QUANTIDADE 1,00	ESPECIE	MARCA	NÚMERAÇÃO	PESO BRUTO	PESO LÍQUIDO
				0,0000	0,0000

DADOS DO PRODUTO / SERVIÇO											
CODIGO	DESCRIÇÃO DO PRODUTO / SERVIÇO	NCM59	CST	CFOP	UNID.	QTD.	VLR. UNIT.	VLR. TOTAL	BC ICMS	VLR ICMS	VLR IPI
CP1104	CONNECTOR PANEL 1104 FOR DS1104 BOARD	85444200	100	6.108	UN	1,00	2.891,70	2.891,70	3.036,29	364,35	144,59


CÁLCULO DO ISSQN											
INSCRIÇÃO MUNICIPAL	46140	VALOR TOTAL DOS SERVIÇOS	BASE DE CÁLCULO DO ISSQN	VALOR DO ISSQN							

DADOS ADICIONAIS	
INFORMAÇÕES COMPLEMENTARES Depósito BANCO DO BRASIL Agência 0322-0 - CC 3765-6 Redução de alíquota de ICMS de 18% para 12% conforme artigo 54, item V RICMS resol. SF 04/98 de 02/400/2000	RESERVADO AO FISCO


- **Arduino Due: Pesquisa Básica na Internet 2018**




Arduino Due R3 com Cabo USB
R\$ 141,20 de Submarino
 Arduino Due R3 - Compatível O Arduino Due R3 é uma placa da família Arduino baseado em um microcontrolador Arm para trabalhos
 ...



Arduino Due Compatível - Cabo USB
R\$ 107,23 de Curto Circuito Componentes Eletrônicos
 O Arduino Due É Uma Placa De Microcontrolador Baseado No Atmel Sam3x8e Arm Cortex-M3 Cpu (Datasheet). É A Primeira Placa
 ...



Arduino Due
R\$ 299,00 de Multilógica-Shop
 O Arduino Due é uma placa de microcontrolador baseado no Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3 CPU. É a primeira placa Arduino baseada
 ...



Arduino Due R3 + Cabo Usb
R\$ 137,94 de Eletrodex
 Arduino Due R3

- **O custo da Shield de proteção 3.3V em 2018**



Módulos, Alimentação

Regulador de Tensão LM2596
Conversor DC-DC Step Down

REF: 4MD12

O módulo regulador de tensão LM2596 trabalha como um conversor DC DC no modo Step Down, sendo capaz de reduzir uma carga de até 3A com ótima eficiência. A tensão de saída pode ser ajustada entre 1,5 a 35v, tendo como entrada 3,2 a 40v.

Disponibilidade: **Fora de estoque**

R\$9,90

Notifique-me quando produto estiver em estoque.

Email Address

Aviso quando disponível

 Adicionar aos meus desejos

Cotação recebida 09/01/2018 DSPACE DS1104 + CP1104 Preço atualizado.**mojao1@hotmail.com**

De: [REDACTED]@anacom.com.br>
Enviado em: terça-feira, 9 de janeiro de 2018 09:48
Para: mojao1@hotmail.com
Assunto: Re: UFU - dSPACE

Prezado João Gabriel, bom dia! Tudo bem?

Respondendo ao seu questionamento, a saber:

DS1104 - Descrição: R&D Controller Board PowerPC processor, 250 MHz, 32 MB SDRAM, 8 x A/D, 8 x D/A, digital I/O, 2x incremental encoder interface, DSP subsystem with TI's F240 including additional on-chip I/O.
Preço: 5,170.00 euros modalidade FOB Importação - R\$ 40.370,00 com nota fiscal e entregue na sua porta.

CP1104 desktop (opção 1) - Descrição: Connector Panel 1104 for DS1104 board incl. desktop case -
Preço: 858.00 euros modalidade FOB Importação - R\$ 6.780,00 com nota fiscal e entregue na sua porta.

CP1104 rack (opção 2) - Descrição: Connector Panel 1104 for DS1104 board incl. 19" rackmount case -
Preço: 957.00 euros modalidade FOB Importação - R\$ 7.550,00 com nota fiscal e entregue na sua porta.