

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE
ESTRUTURAS

PROPOSIÇÃO DE NOVO ALGORITMO DE CONTROLE
ATIVO DE RUÍDO BASEADO NO MÉTODO DA
COMBINAÇÃO CONVEXA COM ADIÇÃO DE GANHO
DINÂMICO DO SINAL DE ERRO

Fernando Basílio Felix

Orientador: Prof. Dr. Max de Castro Magalhães

Co-orientador: Prof. Dr. Guilherme de Souza Papini

Belo Horizonte
2021

Fernando Basílio Felix

**PROPOSIÇÃO DE NOVO ALGORITMO DE CONTROLE
ATIVO DE RUÍDO BASEADO NO MÉTODO DA
COMBINAÇÃO CONVEXA COM ADIÇÃO DE GANHO
DINÂMICO DO SINAL DE ERRO**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Estruturas da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para título de doutor.

Orientador: Prof. Dr. Max de Castro Magalhães
Co-orientador Prof. Dr. Guilherme de Souza Papini

Belo Horizonte
2021

F316p

Felix, Fernando Basílio.

Proposição de novo algoritmo de controle ativo de ruído baseado no método da combinação convexa com adição de ganho dinâmico do sinal de erro [recurso eletrônico] / Fernando Basílio Felix. - 2021.

1 recurso online (163 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Max de Castro Magalhães.

Coorientador: Guilherme de Souza Papini.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Minas Gerais,
Escola de Engenharia.

Bibliografia: f. 148-163.

Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia de estruturas - Teses. 2. Algoritmos adaptativos - Teses.
3. Controle ativo de ruído - Teses. 4. Ventiladores (Máquinas) - Teses. I.
Magalhães, Max de Castro. II. Papini, Guilherme de Souza. III.
Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV.
Título.

CDU: 624(043)



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS



PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE ESTRUTURAS



ATA DA DEFESA DE TESE DE DOUTORADO EM ENGENHARIA DE ESTRUTURAS Nº: 81 DO ALUNO FERNANDO BASILIO FELIX

Às **14:00** horas do dia **16** do mês de **setembro** de **2021**, reuniu-se, totalmente por videoconferência para atender aos novos protocolos de distanciamento social adotados pelo Governo Federal e pela Prefeitura de Belo Horizonte, que integram medidas para combater o avanço da pandemia de Covid-19, provocada pelo novo coronavírus, a Comissão Examinadora indicada pelo Colegiado do Programa em 30 de agosto de 2021, para julgar a defesa da Tese de Doutorado intitulada "**Proposição de Novo Algoritmo de Controle Ativo de Ruído Baseado no Método da Combinação Convexa com Adição de Ganho Dinâmico do Sinal de Erro**", cuja aprovação é um dos requisitos para a obtenção do Grau de DOUTOR EM ENGENHARIA DE ESTRUTURAS na área de Estruturas.

Abrindo a sessão, o Presidente da Comissão, **Prof. Dr. Max de Castro Magalhães**, após dar a conhecer aos presentes o teor das Normas Regulamentares passou a palavra ao candidato para apresentação de seu trabalho. Seguiu-se a arguição pelos examinadores, com a respectiva defesa do candidato. Logo após, a Comissão se reuniu, sem a presença do candidato e do público, para julgamento e expedição do resultado final.

Prof. Dr. Max de Castro Magalhães - DEES - UFMG (Orientador)
Prof. Dr. Guilherme de Souza Papini - DEMEC - UFMG (Coorientador)
Prof. Dr. Marcelo Greco - DEES - UFMG
Prof. Dr. Eduardo Bauzer Medeiros - DEMEC - UFMG
Prof. Dr. José Maria Campos dos Santos - UNICAMP
Prof. Dr. Marcus Antonio Viana Duarte - UFU

Após reunião, a Comissão considerou o candidato **APROVADO**, conforme pareceres em anexo.

O resultado final foi comunicado publicamente ao candidato pelo Presidente da Comissão. Nada mais havendo a tratar, o Presidente encerrou a reunião e lavrou a presente ATA, que será assinada por todos os membros participantes da Comissão Examinadora.

Belo Horizonte, 16 de setembro de 2021.

Observações:

1. A aprovação do candidato na defesa da Tese de Doutorado não significa que o mesmo tenha cumprido todos os requisitos necessários para obtenção do Grau de Doutor em Engenharia de Estruturas;

- Este documento não terá validade sem a assinatura do Coordenador do Programa de Pós-Graduação.



Documento assinado eletronicamente por **Max de Castro Magalhaes, Professor do Magistério Superior**, em 22/09/2021, às 09:49, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Marcus Antonio Viana Duarte, Usuário Externo**, em 22/09/2021, às 11:34, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Marcelo Greco, Professor do Magistério Superior**, em 22/09/2021, às 15:23, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Guilherme de Souza Papini, Membro**, em 22/09/2021, às 16:19, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Jose Maria Campos dos Santos, Usuário Externo**, em 22/09/2021, às 19:03, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Eduardo Bauzer Medeiros, Membro de comissão**, em 23/09/2021, às 10:51, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Felicio Bruzzi Barros, Subcoordenador(a)**, em 25/04/2022, às 15:49, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufmg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0955169** e o código CRC **82CD7519**.

AGRADECIMENTOS

Agradeço inicialmente a Deus que é meu tudo, por me fortalecer e fazer perseverar até o final deste trabalho.

Agradeço a minha esposa Isadora onde encontrei meu porto seguro nos momentos tempestivos e força para superar as dificuldades.

Aos meus orientadores Professor Max e Professor Guilherme pelo incentivo e orientações.

Agradeço a Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), a Fundação de Amparo à Pesquisa de Minas Gerais (FAPEMIG) e a CAPES pelo suporte financeiro oferecido como apoio para o desenvolvimento dessa dissertação.

Fernando Basílio Felix

RESUMO

Diferentes aplicações de sistemas ANC (active noise control) são encontradas na literatura, sendo uma delas a aplicação do controle do ruído acústico de máquinas rotativas. Ruídos provenientes de máquinas rotativas, como ventiladores, tem a característica de terem componentes do tipo determinístico. Como é possível prever a periodicidade de parte do ruído gerado por estas máquinas, é possível gerar sinais sintetizados para serem utilizados como sinal de referência de um sistema de controle ativo de ruído. Este trabalho tem como objetivo estudar a metodologia de controle ativo de ruído mais especificamente a aplicação desta metodologia em dutos de ventilação. É objetivado a redução do ruído proveniente da passagem das pás do ventilador. Para alcançar o objeto é proposto uma modificação do algoritmo de combinação convexa, realizando a comparação do algoritmo modificado com clássicos através de simulações computacionais e implementação em uma planta experimental. O projeto de pesquisa está sendo desenvolvido nas dependências do departamento de Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Minas Gerais, onde foi construída uma planta experimental provida de um ventilador industrial. Os algoritmos de ANC foram implementados em simulações computacionais e também na planta experimental. Nas simulações foram estudadas as variações de parâmetros, como o atraso nos sinais de entrada e saída, número de coeficientes dos filtros digitais, ganho dos sinais de entrada e complexidade do ruído. Na planta experimental os algoritmos de controle foram implementados em um controlador FPGA (Field programmable gate array) e foram realizados ensaios com e sem escoamento de ar. Os dados de respostas avaliados foram o nível de atenuação de ruído em regime permanente e a velocidade de convergência dos algoritmos. De acordo com os dados obtidos em diferentes testes, ficou clara, a influência de parâmetros como número de coeficientes dos filtros digitais, complexidade dos sinais de ruído e nível dos sinais de entrada. De modo geral maiores níveis do sinal de erro causam maiores taxas de convergência, porém quando aplicado em excesso leva o algoritmo a divergir. O algoritmo MC-FXLMS/F mostrou melhores resultados quando comparado ao algoritmo FXLMS e C-FXLMS/F para a aplicação de controle do ruído em duto de ventilação. A melhora no desempenho se dá principalmente pela aplicação do ganho dinâmico ao sinal de erro.

Palavras chave: Controle ativo de ruído, Algoritmos adaptativos, método da combinação convexa, ventilador.

ABSTRACT

Different applications of ANC (active noise control) systems are found in the literature, one of them being the application of acoustic noise control in rotating machines. Noise coming from rotating machines, such as fans, has the characteristic of having deterministic type components. As it is possible to predict the periodicity of part of the noise generated by these machines, it is possible to generate synthesized signals to be used as a reference signal of an active noise control system. This work aims to study the active noise control methodology, more specifically the application of this methodology in ventilation ducts. The aim is to reduce noise from the passage of fan blades. To reach the object, a modification of the convex combination algorithm is proposed, performing the comparison of the modified algorithm with classic ones through computational simulations and implementation in an experimental plant. The research project is being developed on the premises of the Mechanical Engineering department of the Federal University of Minas Gerais, where an experimental plant equipped with an industrial fan was built. The ANC algorithms were implemented in computer simulations and also in the experimental plant. In the simulations, parameter variations were studied, such as delay in input and output signals, number of coefficients of digital filters, gain of input signals and noise complexity. In the experimental plant, the control algorithms were implemented in an FPGA controller (Field programmable gate array) and tests were performed with and without airflow. The response data evaluated were the steady-state noise attenuation level and the convergence speed of the algorithms. According to the data obtained in different tests, the influence of parameters such as number of coefficients of digital filters, complexity of noise signals and level of input signals was clear. In general, higher levels of the error signal cause higher rates of convergence, but when applied in excess it causes the algorithm to diverge. The MC-FXLMS/F algorithm showed better results when compared to the FXLMS and C-FXLMS/F algorithm for the application of noise control in ventilation ducts. The performance improvement is mainly due to the application of dynamic gain to the error signal.

Keywords: Active noise control, adaptive algorithms, convex combination method, fan.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Atenuação de onda sonora por combinação destrutiva.	19
Figura 2: Desenho esquemático do controle ativo de ruído do tipo <i>Feedforward</i>	28
Figura 3: Diagrama de blocos da topologia <i>Feedforward</i>	29
Figura 4: Desenho esquemático do controle ativo de ruído do tipo <i>Feedback</i>	30
Figura 5: Diagrama genérico de controle ativo de ruído.	31
Figura 6: Diagrama de blocos de ANC em avanço considerando caminho secundário.	32
Figura 7: Diagrama do filtro <i>FIR</i>	35
Figura 8: Estrutura de filtro <i>IIR</i>	36
Figura 9: Trajetória do método steepest descent com passo de 0,3 em (a) e 1 em (b).	39
Figura 10: Diagrama de blocos <i>FXLMS</i>	42
Figura 11: Diagrama em blocos de filtro adaptativo com conceito <i>correntropy</i>	47
Figura 12: Diagrama de blocos do algoritmo IMC.	48
Figura 13: Diagrama de Blocos baseado em Controlador FNN.	49
Figura 14: Estrutura Física de Rede Neural de 05 camadas.	49
Figura 15: Diagrama de blocos da aplicação do método de combinação convexa.	52
Figura 16: Razão entre a velocidade ótima de volume de duas fontes.	55
Figura 17: Análise das frequências passíveis de controle entre 150 e 200Hz, para uma velocidade de volume ótima entre 0 e 1, variando-se x_s : (a) $x_s = 1m$; (b) $x_s = 2m$; (c) $x_s = 3m$; (d) $x_s = 4m$. ..	56
Figura 18: Representação de amostragem de sinal.	58
Figura 19: Sistema DSP típico.	60
Figura 20: Estrutura típica de um FPGA.	61
Figura 21: Comportamento do parâmetro $\lambda(n)$ durante a operação do sistema ANC.	63
Figura 22: Representação do vetor de propagação em diferentes configurações de atraso. a) Instante onde o ruído não propagou o suficiente para alcançar a posição de controle; b) Instante onde o ruído não propagou o suficiente para alcançar a posição de aquisição do sinal de erro; c) Instante mostrando durante a simulação d) Simulação mostrando configuração diferente de atraso.	70
Figura 23: Diagrama de blocos da simulação de atraso puro.	72
Figura 24: Programação em <i>LabView</i> de filtro adaptativo.	78

Figura 25: Planta experimental sem escoamento.....	79
Figura 26: Montagem das ligações elétricas para teste em planta simples.....	80
Figura 27: Exemplo de sinal obtido pelo ensaio do sistema ANC em planta simples.....	82
Figura 28: Avaliação da redução de ruído e tempo de atenuação.....	84
Figura 29: Montagem da planta de geometria simples com escoamento.	85
Figura 30: Posicionamento do microfone para caracterização do ruído em ensaio com escoamento.	86
Figura 31: Posicionamento do microfone com arranjo para atenuar ruído de escoamento na caracterização do ruído em ensaio com escoamento.	87
Figura 32: Diagrama de blocos do ANC com filtros passa banda.....	88
Figura 33: Diagrama de blocos do ANC com sinal de referência sintetizado.....	88
Figura 34: Variação da velocidade de convergência para variações do atraso do sinal de erro e tamanho de filtro.	90
Figura 35: Variação da velocidade de convergência para variações do atraso do sinal de controle e tamanho de filtro.	91
Figura 36: Velocidade de convergência utilizando filtros com 410 (A), 1010 (B), 1760 (C) e 2010 (D) coeficientes.	92
Figura 37: Gráfico de efeitos principais para a velocidade de convergência.	93
Figura 38: Gráfico de Pareto para a influencias dos parâmetros na velocidade de atenuação.	94
Figura 39: Resposta em frequência e fase do caminho secundário utilizados na simulação. (a) Resposta de magnitude e (b) Resposta de fase.	96
Figura 40: teste de convergência para o algoritmo MC-FXLMS / F com diferentes valores de ganho para excitação senoidal.	97
Figura 41: nível médio de redução de ruído para onda senoidal.	98
Figura 42: Variação do nível do sinal de erro para o algoritmo FXLMS / F com excitação tonal.	99
Figura 43: Comportamento do parâmetro λ (n) durante a operação do sistema ANC.	100
Figura 44: teste de convergência para o algoritmo MC-FXLMS / F com diferentes valores de ganho para excitação por ruído branco.	101
Figura 45: nível médio de redução de ruído para excitação por ruído branco.....	101

Figura 46: Comparação entre diferentes passos de atualização para o algoritmo MC-FXLMS/F.	102
Figura 47: Resultado obtidos por Song e Zhao.....	104
Figura 48: Resultado obtidos por Ferrer.	105
Figura 49: PSD do sinal de excitação da simulação.	106
Figura 50: Nível médio de ruído para o algoritmo FXLMS com diferentes níveis do sinal de erro.	107
Figura 51: Redução de ruído média para o algoritmo FXLMS/F com diferentes ganhos do sinal de erro.	108
Figura 52: Redução de ruído média para o algoritmo C-FXLMS/F com diferentes ganhos para o sinal de erro.....	109
Figura 53: Redução de ruído média para o algoritmo MC-FXLMS/F com diferentes ganhos do sinal de erro.....	110
Figura 54: Comparação da redução de ruído média para os diferentes algoritmos.....	111
Figura 55: Resultado obtidos por Gérard.....	112
Figura 56: Velocidade de convergência e nível de atenuação para algoritmo com 2000 coeficientes.	113
Figura 57: Exemplo de instabilidade e interrupção de emergência.	114
Figura 58: Velocidade de convergência e nível de atenuação para algoritmo com 1500 coeficientes.	115
Figura 59: Velocidade de convergência e nível de atenuação para algoritmo com 1000 coeficientes.	115
Figura 60: Velocidade de convergência e nível de atenuação para algoritmo com 500 coeficientes.	116
Figura 61: Velocidade de convergência e nível de atenuação para algoritmo com 100 coeficientes.	117
Figura 62: Velocidade de convergência e nível de atenuação para algoritmo com 50 coeficientes.	117
Figura 63: Velocidade de convergência e nível de atenuação para algoritmo com 32 coeficientes.	118

Figura 64: Velocidade de convergência e nível de atenuação para algoritmo com 16 coeficientes.	119
Figura 65: Gráfico de Pareto e efeitos principais para o tempo de atenuação.	121
Figura 66: Compilação de ensaios de controle ativo de ruído em tubo circular sem escoamento.	123
Figura 67: Compilação de ensaios de controle ativo de ruído em tubo circular sem escoamento (continuação).....	124
Figura 68: Compilação de ensaios de controle ativo de ruído em tubo circular sem escoamento (continuação).....	125
Figura 69: Frequências passíveis de controle para planta experimental sem escoamento.	126
Figura 70: Densidade espectral do ruído gerado pelo ventilador da planta de teste captado pelo microfone exposto ao centro da seção do tubo.	128
Figura 71: Densidade espectral do ruído gerado pelo ventilador da planta de teste captado pelo microfone exposto na lateral da seção do tubo.	128
Figura 72: Densidade espectral do ruído gerado pelo ventilador da planta de teste captado pelo microfone protegido ao centro da seção do tubo.	129
Figura 73: Densidade espectral do ruído gerado pelo ventilador da planta de teste captado pelo microfone protegido na lateral da seção do tubo.	129
Figura 74: Ruído gerado pelo ventilador.	131
Figura 75: PSD para algoritmo FXLMS utilizando sinal de referência senoidal único - 128 coeficientes.	132
Figura 76: PSD para algoritmo C-FXLMS/F utilizando sinal de referência senoidal único - 128 coeficientes.	133
Figura 77: PSD para algoritmo MC-FXLMS/F utilizando sinal de referência senoidal único - 128 coeficientes.	133
Figura 78: PSD para algoritmo FXLMS utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides utilizando 128 coeficientes.....	134
Figura 79: PSD para algoritmo C-FXLMS/F utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides - 128 coeficientes.	135
Figura 80: PSD para algoritmo MC-FXLMS/F utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides - 128 coeficientes.	136

Figura 81: PSD para algoritmo FXLMS utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides em menor nível - 128 coeficientes.	137
Figura 82: PSD para algoritmo C-FXLMS utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides em menor nível - 128 coeficientes.	138
Figura 83: PSD para algoritmo MC-FXLMS utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides em menor nível utilizando 128 coeficientes.....	139
Figura 84: PSD para algoritmo MC- FXLMS/F utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides em menor nível utilizando 512 coeficientes.....	140
Figura 85: PSD para algoritmo MC- FXLMS/F utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides em menor nível utilizando 1024 coeficientes.....	140
Figura 86: PSD para algoritmo FXLMS utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides em menor nível utilizando 1024 coeficientes.....	141
Figura 87: PSD para algoritmo FXLMS utilizando sinal de referência de banda estreita e filtro de 128 coeficientes.	142
Figura 88: PSD para algoritmo C-FXLMS/F utilizando sinal de referência de banda estreita e filtro de 128 coeficientes.....	142
Figura 89: PSD para algoritmo MC-FXLMS/F utilizando sinal de referência de banda estreita e filtro de 128 coeficientes.....	143
Figura 90: PSD para algoritmo MC-FXLMS/F utilizando sinal de referência de banda estreita e ruído sintetizado com filtro de 1024 coeficientes.	144

LISTA DE TABELAS

TABELA 4.1: Comparação da complexidade computacional dos algoritmos ANC.....	69
TABELA 6.1 - Frequências naturais do tubo obtidas por diferentes métodos.....	97
TABELA 6.2 - Erro dos dados experimentais e numéricos em relação a obtidos através de equações analíticas.....	98
TABELA 6.3: Resumo dos resultados para os menores tempos de atenuação.....	126
TABELA 6.4 - Resumo dos resultados para os maiores níveis de atenuação.....	126

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AD - Analog to digital	LMS - least mean square
ANC - Active noise control	MCC - maximum correntropy criterion
BPF - Blade pass frequency	MDOF - multi degree of freedom
CAR - controle ativo de ruído	NI – National Instruments
CLB - conFigurable logic block	NLMS - Normalized Least Mean Square
cDAQ – Compact data acquisition	NWS - Nível de potência sonora irradiado
DA - Digital to analog	P - Pressão sonora
DSP – Digital Signal Processor	Pa – Pascal
DLS - Double Least-Squares	RLS - recursive least squares
FIR - (Finite impulse response)	SPL – Sound pressure level
FFT – Fast Fourier transform	SISO - Single input / single output
FXLMS - Filtered least mean squared	SIMO - single input / multi output
FRF - Funções de resposta em frequência	SDOF - single degree of freedom
FPGA - Field Programmable Gate Array	u - Velocidade de partícula
GCF - Generalized Correlation Function	usb – Universal serial bus
Hz – Hertz	V – Volts
IIR - Infinity impulse response	z - Impedância acústica específica
IMC - controle interno de modelo	Z - Impedância acústica
LS - Least Square	

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	14
1.1 Objetivos da Tese	16
1.2 Contribuição da Tese para o conhecimento.....	17
1.3 Organização do trabalho	17
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	19
3. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA PARA O CONTROLE ATIVO DE RUÍDO	28
3.1 Topologias de controle ativo.....	28
3.1.1 Feedforward	28
3.1.2 Feedback	30
3.1.3 Caminho secundário.....	31
3.1.4 Realimentação acústica.....	33
3.2 Filtros digitais	34
3.2.1 Filtro <i>FIR</i>	34
3.2.2 Filtro <i>IIR</i>	36
3.3 Algoritmos de redução de erro.....	37
3.3.1 Algoritmo Steepest /descente.....	37
3.3.2 Algoritmo <i>LMS</i>	39
3.3.3 Algoritmo NLMS (Normalized Least Mean Square)	41
3.3.4 Algoritmo FXLMS (Filtered least mean squared).....	42
3.3.5 Algoritmo FXLMS/F (filtered-x least mean square/fourth)	43
3.3.6 Algoritmo RLS (recursive least squares).....	44
3.3.7 Algoritmo MCC (maximum correntropy criterion).....	46
3.3.8 Algoritmo IMC (internal model control).....	47
3.3.9 Redes neurais	48

3.3.10 Método da combinação convexa.....	50
3.4 Posicionamento de sensores e atuadores.....	53
3.4.1 Posicionamento dos sensores.....	53
3.4.2 Posicionamento dos atuadores.....	54
3.5 Sistemas de controle ativo de ruído.....	57
3.5.1 Conversores analógico digital.....	57
3.5.2 Digital signal processor (DSP).....	59
3.5.3 Field Programmable Gate Array (FPGA).....	60
4. ALGORITMO MC-ANC.....	62
5. METODOLOGIA.....	68
5.1 Simulações realizadas.....	68
5.1.1 Simulação computacional de controle ativo de ruído considerando atraso puro.....	68
5.2 Ensaio experimentais realizados.....	75
5.2.1.1 Sistema de controle.....	75
5.2.1.2 Programação do algoritmo.....	76
5.2.2 Controle ativo de ruído em tubo circular.....	78
5.2.2.1 Ensaio do sistema ANC em tubo circular sem escoamento e variando frequência de excitação.....	79
5.2.2.2 Ensaio do sistema ANC em tubo circular sem escoamento e variando níveis dos sinais de entrada.....	82
5.2.3 Implementação do ANC em tubo circular com escoamento.....	84
6. RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	89
6.1 Simulações computacionais do controle ativo de ruído.....	89
6.1.1 Simulações avaliando comprimento do filtro em situações de atraso puro.....	89
6.1.2 Simulação computacional comparando diferentes algoritmos de controle ativo de ruído.....	95

6.1.3 Simulação computacional de controle ativo de ruído para ruído de ventilador industrial	105
6.2 Aplicação do controle ativo de ruído na planta experimental.....	112
6.2.1 Controle ativo de ruído em tubo circular sem escoamento com tom puro variando ganhos e ordem dos filtros	112
6.2.2 Controle ativo de ruído em tubo circular sem escoamento variando frequência..	122
6.2.3 Controle ativo de ruído em tubo circular com escoamento	127
6.2.3.1 Avaliação de posicionamento dos transdutores	127
6.2.3.2 Controle ativo de ruído com escoamento.....	130
6.2.3.3 Sinal de referência composto por onda tonal sintetizada.....	132
6.2.3.4 Sinal de referência composto por múltiplas frequências	134
6.2.3.5 Sinal de referência composto por ruído de banda estreita	142
7. CONCLUSÕES	146
8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	148

1

INTRODUÇÃO

O som pode ser descrito por suas diversas características de acordo com a concepção das diversas áreas do conhecimento. Uma de suas definições pode ser enunciada como a resultante da energia mecânica que viaja por um meio assumindo a forma de uma onda. Nem toda estrutura vibrante produz som desejável, nesta situação pode-se introduzir o conceito de ruído (Rumack et al, 2012). O som indesejável, ou ruído, é considerado tudo aquilo que gera incomodo e que pode afetar o recebimento e interpretação de outras informações, sendo então de suma importância seu controle (Bistafa, 2006).

Quando as ondas sonoras se propagam em um ambiente confinado, como em dutos, este passa a figurar como uma guia conduzindo as ondas ao longo do seu comprimento e normalmente terminando em um campo livre, ou seja, no espaço aberto. Os dutos restringem o ruído em duas dimensões e permitem ele se propagar ao longo da terceira dimensão. Pressupondo tubos como guia de ondas, algumas condições podem ser assumidas considerando-se como condições de contorno as paredes internas e o lado aberto livre (Snyder, 2000). Caso a seção transversal do tubo for suficientemente pequena para não permitir a propagação das ondas além do seu comprimento, o modelo de propagação poderá considerar a variação de pressão apenas no sentido longitudinal do tubo (Munjal, 1987).

Dutos são vastamente aplicados em sistemas de ventilação para diferentes finalidades como refrigeração de ambientes, sistemas de distribuição de ar, sistemas de aquecimento, entre outros. Para impulsionar o ar dentro destes dutos podem ser utilizados ventiladores de diferentes tipos, como os ventiladores centrífugos, que podem ser aplicados em uma vasta gama de finalidades. Um efeito colateral da utilização de ventiladores é o ruído gerado por estas máquinas. Tais ruídos possuem características determinística como a passagem das pás do ventilador, e também podem

ser aleatórias provenientes do fluxo turbulento, vórtices e ruídos de origem mecânica (Oliveira, 2012). As pás do ventilador, toda vez que passam por um certo ponto, impulsionam o ar causando um ruído de frequência bem definida, denominado de *blade pass frequency* (BPF) (Gerges, 2000). Usualmente a BPF é um ruído de baixa frequência, mais difícil de ser atenuado por meios resistivos e reativos, sem necessitar de arranjos relativamente grandes. Tal aspecto torna interessante o estudo do controle ativo de ruído para substituir métodos de controle tradicionais em situações como a descrita.

As primeiras menções relacionadas ao controle ativo de ruído surgiram na literatura em 1936 por Lueg, porém aplicações práticas iniciaram em 1953 por Oslon e May e por Conover em 1956 (Hansen e Snyder, 1997) possibilitado pelo desenvolvimento de hardware capazes de executar o processamento de sinais de forma satisfatória para esta aplicação. Uma das dificuldades em se aplicar o controle ativo de ruído ou *active noise control* (ANC) é a necessidade de obter uma amostra do ruído, realizar seu processamento e emitir o ruído de controle em tempo hábil, para que o ruído e o sinal controle possam realizar uma interação destrutiva. Como resultado deste processo é esperado uma menor intensidade do ruído após este passar pelo alto-falante de controle.

Na atualidade existem estudos sobre diferentes algoritmos para realizar o controle de ruído, entre elas podem ser citadas as redes neurais e o IMC *internal model control* na aplicação do controle ativo de ruído. Estas metodologias atuais exploram novas técnicas de programação e algoritmos de aprendizagem de máquinas (Nguyen et.al. 2017). Entretanto, o clássico algoritmo LMS (*least mean square*) é ainda muito presente e utilizado como base para muitos estudos, sendo ponto de partida para variações deste algoritmo (Xiaojun, 2014).

Os diferentes algoritmos encontrados na literatura possuem diferentes características, visando a melhoria no nível de redução de ruído e o aumento da velocidade de convergência. Associar em apenas um algoritmo essas duas características, não esquecendo de limitar sua complexidade computacional, é uma tarefa difícil. Uma forma de conciliar tais característica foi proposto por Ferrer et al (2009) e consiste em combinar dois algoritmos distintos, misturando a saída de seus filtros. Desta forma, busca-se aproveitar as melhores características individuais de cada algoritmo. Algoritmos de baixa complexidade computacional e que se complementem nos quesitos de velocidade de convergência e nível de atenuação podem ser implementados juntos, gerando um algoritmo que possui as melhores características dos dois algoritmos individuais.

Neste trabalho foram estudados alguns dos algoritmos de controle ativo de ruído presentes na literatura. Os parâmetros de ganhos dos sinais de entrada dos algoritmos e o número de coeficientes foram exaustivamente alterados, para definir sua influência na velocidade de atenuação e o nível do ruído residual. Ensaios foram realizados em uma planta experimental de ventilação composta por um ventilador centrifugo acoplado a um tubo circular. Nesta planta foi estudado a eficiência do sistema ANC para a atenuação da BPF. O processamento dos sinais foi realizado por um controlador FPGA (*Field Programmable Gate Array*), onde foi embarcado os algoritmos FXLMS, FXLMS/F, o método da combinação convexa (C- FXLMS/F) e por fim uma modificação do método da combinação convexa (MC- ANC) proposta neste trabalho.

1.1 Objetivos da Tese

Objetivo Geral

Este trabalho tem como objetivo principal propor uma modificação ao algoritmo de combinação convexa para obter um aumento na velocidade de convergência e maior nível de redução de ruído em estado permanente. Para se chegar no algoritmo proposto primeiramente devem ser estudados os algoritmos clássicos, através de simulações computacionais e testes reais. Por fim, aplicar o algoritmo proposto em um tubo com ventilador industrial, construído para simular as condições de um sistema de ventilação.

Objetivos específicos

Como objetivos específicos deste trabalho podem ser considerados:

1. Avaliar a influência de parâmetros como o número de coeficientes do filtro e atrasos dos sinais de entrada nos algoritmos ANC através de simulações;
2. Avaliar a influência do nível dos sinais de entrada e frequência do ruído em planta experimental constituída de uma guia de onda de seção transversal circular;
3. Construir planta experimental de ventilação e implementar sistema de controle ativo de ruído;

4. Comparar através de simulações computacionais a eficiência dos algoritmos clássicos presentes da literatura (FXLMS, FXLMS/F e C-FXLMS/F) com o algoritmo proposto (MC-ANC).
5. Implementar o algoritmo MC-ANC em um controlador FPGA e testá-lo na planta experimental em condição de escoamento.

1.2 Contribuição da Tese para o conhecimento

Neste trabalho foi desenvolvida uma modificação ao algoritmo de combinação convexa que tem como objetivo melhorar a velocidade de convergência e o nível de atenuação de ruído em estado permanente sem implicar em um aumento da complexidade computacional. O trabalho também apresenta simulações e uma implementação em uma planta experimental para estudar características dos sistemas ANC como, número de coeficientes do filtro FIR, níveis de sinais de entrada, atrasos dos sinais de saída e controlabilidade do ruído considerando sua frequência em relação ao posicionamento do autofalante de controle.

1.3 Organização do trabalho

O capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica contextualizando este trabalho. São apresentados trabalhos relevantes no tema de controle ativo de ruído de maneira a identificar as contribuições e lacunas deixadas pelos trabalhos anteriores.

O capítulo 3 possui os algoritmos de controle ativo de ruído, tipos de filtro, topologias e equipamentos empregados em sistemas ANC.

No capítulo 4 é apresentado o algoritmo proposto neste trabalho. O algoritmo MC-ANC (*modified convex combination - active noise control*), é proposto como uma alternativa ao algoritmo de combinação convexa tradicional. Neste capítulo é mostrado a implementação do MC-ANC utilizando dois algoritmos FXLMS/F. A análise de estabilidade e análise de complexidade computacional também são apresentadas.

O capítulo 5 mostra as metodologias empregadas nas simulações e ensaios realizados. Neste capítulo expõe-se as simulações no *software MatLab*, utilizando diferentes algoritmos de controle ativo de ruído em diferentes situações de comprimento de filtro, atrasos de sinais e diferentes sinais de ruídos. São apresentadas as metodologias para os testes experimentais, empregando diferentes algoritmos de controle ativo de ruído e diferentes ganhos dos sinais de entrada. Por fim, são exibidos os testes aplicando o algoritmo proposto em uma situação de escoamento e comparando a outros algoritmos ANC.

O capítulo 6 apresenta os dados obtidos ao se executar as metodologias apresentadas no capítulo 5. Os resultados provenientes das simulações são apresentados juntamente com os resultados provenientes dos testes experimentais.

O capítulo 7 traz as conclusões deste trabalho em relação do algoritmo proposto e os demais algoritmos comparados.

O capítulo 8 apresenta as referências bibliográficas utilizadas neste trabalho.

2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo será apresentada a revisão bibliográfica sobre controle ativo de ruído. Primeiramente será realizada uma contextualização histórica acerca do tema, apresentando fatos importantes do desenvolvimento tecnológico do tópico. Após esse primeiro contato com o tema serão apresentados trabalhos relevantes publicados nos últimos anos, expondo o atual cenário de estudos sobre controle ativo de ruído.

O princípio de controle ativo de ruído não é recente e foi introduzido pela primeira vez por Lueg em 1936, mas as primeiras implementações foram realizadas apenas em 1953 por Oslon e May e por Conover em 1956 (Hansen e Snyder, 1997). Aplicações práticas foram possíveis devido o desenvolvimento de hardware capaz de processar os sinais envolvidos na década de 1980 utilizando processadores DSP (*Digital Signal Processor*), (Chaplin, 1983; Roure, 1985).

A ideia principal do controle ativo de ruído é identificar a forma de onda do ruído e gerar o que é chamado de antirruído ou ruído de controle, quando combinado ao ruído previamente identificado causa uma interação destrutiva. Para ocorrer uma interação destrutiva entre as duas fontes de ruído o ruído de controle deve ter a mesma frequência, mesma amplitude e fase defasada em 180° quando comparado com a fonte de ruído. A Figura 1 representa os dois sinais, ruído e ruído de controle, sendo que a soma dos dois gera um sinal próximo de zero.

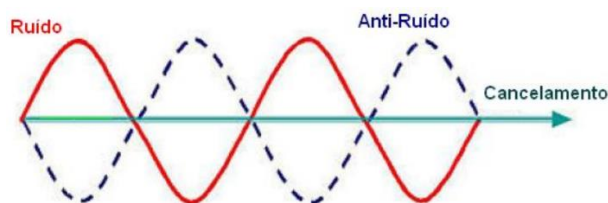


Figura 1: Atenuação de onda sonora por combinação destrutiva.

O método de identificação do ruído e a verificação de sua atenuação varia dependendo da abordagem escolhida. Duas topologias existentes para o controle ativo de ruído são chamadas de *feedback* e *feedforward*. As diferenças mais perceptíveis entre as duas topologias são o número de sensores utilizados e seus posicionamentos, como pode ser visto nas seções subsequentes. Na literatura é possível identificar vários algoritmos destinados ao controle ativo de ruído. Estes algoritmos diferem entre si pela sua complexidade computacional. Algoritmo como LMS (*least mean squares*) possui facilidade de implementação e é um dos algoritmos mais utilizados (Ardekani e Abdulla, 2010; Gaur e Gupta, 2016). Tais algoritmos de filtragem adaptativa são aplicados em diferentes finalidades, como em identificação de sistemas, modelagens de plantas, equalização adaptativa e o próprio controle ativo de ruído (Cheer e Elliott, 2015; Kuo *et al*, 2016; Kuo e Morgan 1996; Zhang *et al*, 2012; Zhao *et al*, 2013).

A propósito de reduzir as interferências causadas pelo caminho secundário que é composto pelo caminho acústico presente entre o alto-falante controle e o microfone de erro, as influências dos conversores analógico/digital (AD) e digital/analógico (DA) e outros circuitos eletrônicos necessários para o sistema ANC é utilizada a identificação destas partes como um todo (Leahy *et al*, 1995; Wu *et al*, 2011). Então a utilização do filtro X (FX) no sistema de controle traz ganhos referentes consideráveis a estabilidade dos sistemas (Tan e Jiang, 2015; Zhao *et al*, 2012; Zhou *et al*, 2015).

Algoritmos que utilizam o passo fixo para o filtro adaptativo, como o algoritmo FXLMS, precisam balancear seu desempenho referente ao nível de atenuação e sua velocidade de convergência. Passos maiores podem causar instabilidades nos sistemas ANC e a redução do nível de atenuação. Passos muito pequenos reduzem a velocidade de convergência do algoritmo. Para melhorar o desempenho do algoritmo FXLMS, foram introduzidas novas análises estocásticas, não se baseando na teoria da independência para derivar os coeficientes do filtro adaptativo (Reddy *et al*, 2011; Sun *et al*, 2015). Esse estudo teve como premissa ignorar a correlação entre o vetor de dados e os pesos do filtro adaptativo para fazer a comparação da correlação entre os vetores dos dados passados e presentes. A verificação deste modelo foi realizada utilizando como entrada ruído branco e obteve estabilidade para valores elevados de passo de atualização.

Uma forma de melhorar o nível de redução de ruído e a velocidade de convergência em um sistema ANC baseado no algoritmo FXLMS é a utilização de algoritmos com passo de

atualização variável (VSS-FXLMS). Esta estratégia foi empregada em diferentes estudos, apresentando melhora na velocidade de convergência e o desempenho de redução de ruído. Os algoritmos de passo variável têm melhor desempenho quando comparados a algoritmos clássicos como FXLMS e FXRLS (Akhtar *et al*, 2006; Chang e Chu, 2013; Huang *et al*, 2013; Liu *et al*, 2007; Lu *et al*, 2016).

Uma característica presente no algoritmo FXLMS que pode reduzir sua estabilidade é a possibilidade de ocorrer ressonância de baixa frequência, este fator pode ocasionar a distorção não linear da fonte secundária devido sua sobrecarga. Uma alternativa para a mitigação das distorções, devido à sobrecarga da fonte secundária é apresentada no algoritmo *Leaky* FXLMS (LFXLMS). Este algoritmo consiste em adicionar restrições de potência de saída a função custo (George e Panda, 2012). O algoritmo LFXLMS proporciona a redução do erro devido a precisão finita e limita a potência da fonte secundária, evitando distorções e melhorando a estabilidade do sistema ANC.

Na aplicação de sistemas de controle ativo de ruído foram estudados diferentes algoritmos, visando o aumento da velocidade de convergência e a melhora do nível de redução de ruído em situações onde as entradas são correlacionadas. Para este propósito foram estudados os algoritmos *affine projection* (AP) e *fast affine projection* (FAP) (Leahy *et al*, 1995; Zhao *et al*, 2013; Zhou *et al*, 2015). Nesta família de algoritmos também foram aplicados métodos para obter o tamanho variável do passo de atualização (Tan e Jiang, 2015). Quando comparado com o algoritmo LMS, os algoritmos AP e FAP apresentam maiores custos computacionais, porém entregam maiores velocidades de convergência e maior redução de ruído.

Os algoritmos *Normalized Least Mean Squares* (NLMS) se propõem a alcançar uma melhoria na redução do nível de ruído através do uso de uma etapa de atualização variável, dependendo da potência do sinal de entrada (Kuo e Morgan, 1999). Algoritmos como o NEX-LMS alcançam resultados expressivos baseados na normalização do sinal de referência, trazendo uma taxa de convergência melhorada em aplicações com ruído estacionário (Oliveira *et al*, 2010).

De acordo com a literatura, uma forma de descobrir um algoritmo que tenha velocidade de convergência e nível de atenuação ótimos é combinar dois algoritmos diferentes, para obter um sistema ANC com as melhores características. A combinação convexa busca combinar as saídas de dois algoritmos distintos em uma única saída, contendo as melhores características desses

algoritmos (Sun *et al*, 2015). O uso de diferentes algoritmos no método de combinação convexa tem sido pesquisado em diferentes estudos em situações de canal único e multicanal (Reddy *et al*, 2011; Liu *et al*, 2007; George e Panda, 2012; Lu *et al*, 2016).

Sendo difícil incluir em um mesmo algoritmo as melhores performances em estabilidade, velocidade de convergência e nível de atenuação, foi apresentado o método de combinar diferentes filtros em um único sistema ANC. A combinação convexa busca combinar as saídas de dois algoritmos distintos em uma única saída, contendo as melhores características destes algoritmos (Sun *et al*, 2015). A aplicação de diferentes algoritmos no método da combinação convexa vem sendo estudado em diferentes trabalhos, em situações de canal único e multicanal (George e Panda, 2012; Liu *et al*, 2007; Lu *et al*, 2016; Reddy *et al*, 2011).

Os algoritmos de combinação convexa surgiram para associar em um único sistema ANC diferentes características. Este algoritmo tende a apresentar bons resultados na velocidade de convergência e nível de redução de ruído em estado estacionário. Situações onde ocorreram imprecisões na identificação ou na presença de não linearidades do caminho secundário, o método de combinação convexa apresentou bons resultados (Lu *et al*, 2016).

Behera *et al* (2017) utilizou um sistema ANC montado em um encosto de cabeça para atenuar ruídos não lineares. O sistema implementado é multicanal e utiliza algoritmos não estacionários, mas sempre com um máximo de dois termos não lineares, para evitar que a complexidade computacional tornasse sua aplicação inviável. Com esta aplicação foi alcançada atenuações de ruídos multitonais, mas não foram mencionadas as velocidades de atenuação.

Luo *et al* (2017) aplicou um sistema de topologia feedback e algoritmo *wavelet packet* FXLMS (WPFXLMS). Este algoritmo decompõe o ruído de banda larga em várias bandas. Aplicando esta estratégia é possível melhorar o desempenho do sistema ANC em ruídos de banda larga. A complexidade computacional deste algoritmo mostrou ser elevada, dificultando a aplicação em situações reais.

Um novo algoritmo baseado em MCC (*maximum correntropy criterion*) é proposto por Lu e Zhao (2017) para melhorar o desempenho dos algoritmos ANC existentes ao ruído impulsivo. Utilizando uma versão adaptativa do kernel do algoritmo FxRMC (*filtered-x recursive maximum correntropy*) baseada na abordagem de janela deslizante, este algoritmo torna-se estável na

presença de ruído impulsivo. Novamente a complexidade computacional é um ponto crítico para aplicações práticas, tendo em vista que este algoritmo demanda de várias multiplicações e adições/subtrações quando comparado ao FxLMS.

Padhi *et al* (2017) propuseram uma alteração ao algoritmo HANC (*Hybrid active noise control*), com o intuito de melhorar o desacoplamento dos sistemas ANCs empregados. Os algoritmos classificados como HANC se propõem em utilizar as topologias *feedforward* e *feedback* para realizar o controle simultâneo de distúrbios correlacionados e não correlacionados. Essa aplicação híbrida causa um problema de acoplamento mútuo nas estruturas inerentes e a indisponibilidade de sinais de referência ou de erro adequados para a operação dos filtros adaptativos. Mesmo apresentando dificuldades, a utilização de algoritmos HANC é interessante em situações onde o sinal de referência não possui todo o espectro do ruído a ser atenuado. No trabalho mencionado o algoritmo adaptativo utilizado foi o LMS.

Loiseau *et al* (2018) tratou da atenuação ativa do ruído de banda larga (produzido pelo contato pneu / estrada) na cabine de um carro. Foram comparadas duas abordagens através de simulação. A primeira abordagem foi de um sistema ANC SISO (*single-input single-output*). A segunda abordagem um sistema MIMO (*multi-input multi-output*). Nas duas abordagens a proposta foi de avaliar os desempenhos alcançáveis de acordo com a largura de banda de frequência na qual a atenuação é desejada. O controle ativo foi realizado com a abordagem de subespaço operando no domínio da frequência alcançando uma ampla faixa de frequência [20-500] Hz. O trabalho mencionado teve como principal contribuição a criação de uma metodologia para avaliar numericamente o desempenho alcançável no problema de ruído de banda larga na cabine de um automóvel, sendo que os níveis de atenuação de ruído foram relativamente baixos.

Song e Zhao (2018) utilizam o método da combinação convexa, implementado com o algoritmo FxGMN (*filtered-x generalized mixed norm*). Simulações foram realizadas para avaliar a performance deste algoritmo em situações de ruído gaussiano, ruído tonal e ruído impulsivo. A performance do algoritmo FxGMN realmente foi melhorada ao se utilizar a combinação convexa ficando ligeiramente superior ao algoritmo FxLMS em todas as situações.

Guo *et al* (2018) propôs um algoritmo de tamanho de passo variável (*variable step-size median least-mean-square*, VS-MLMS), para controle de ruídos internos de veículos ferroviários. A faixa de ruído observada nesta situação foi até 1000 Hz com a presença de ruídos impulsivos.

No estudo não são apresentados dados a respeito da complexidade computacional. O algoritmo BFGV proposto por He e Wang (2012) apresentou maior nível de redução de ruído, mas não a maior velocidade de convergência.

Song e Zhao (2019) propõem o algoritmo FXLMS/F (*filtered-x least mean square/fourth*) aplicado juntamente com o método da combinação convexa. Neste estudo são realizadas simulações para comparar os algoritmos FXLMS, FXLMF e o próprio algoritmo FXLMS/F sem o método da combinação convexa. No estudo da complexidade computacional é observado que ao se aplicar o método da combinação convexa, a complexidade realmente é aumentada, porém ocorre um ganho no nível de atenuação de ruído e na taxa de convergência.

Zhao *et al* (2019) propõem um novo algoritmo de filtragem denominado combinação convexa adaptativa de algoritmos RGMC (*adaptive convex combination of RGMC algorithms, AC-RGMC*). Este algoritmo se baseia na combinação convexa de dois algoritmos RGMC com memórias diferentes juntamente com um controle de mistura dos algoritmos mais eficiente.

Wang *et al* (2020) aplicaram o controle ativo de ruído utilizando realimentação através de elementos piezoelétricos, para realizar o controle de ruído ativo no interior de veículo. No trabalho é proposto o algoritmo DWT-FxLMS (*discrete wavelet transform - filtered-x least mean square*). Comparações realizadas com os algoritmos comumente usados sugerem que o DWT-FxLMS é superior ao algoritmo FxLMS no domínio do tempo (TD-FxLMS), em termos de complexidade computacional e velocidade de convergência.

Shi *et al* (2020) propõem um novo método VS (*virtual sensing*) denominado RP-VS (*relative path based VS*), baseado em um caminho relativo que estima tanto o sinal de perturbação quanto o sinal anti-ruído, em situações onde o sensor de erro não pode ser posicionado na região onde será realizada a atenuação do ruído. Simulações e um experimento foram realizados para atenuar o ruído de um ventilador. O método apresentou uma redução de ruído de banda larga, mas nenhum dos métodos VS superaram outros métodos que usam microfones de erros reais.

Turpati e Moram (2020) propuseram duas melhorias para serem aplicadas juntamente ao algoritmo FXLMS. As melhorias são um novo método de função de limiar ativo FxLMS (ATFxLMS), e empregar o tamanho do passo variável baseado na média harmônica absoluta (AHMVSS) do sinal de erro. Essas melhorias pretendem aprimorar os sinais de referência, de erro

e também, aplicar um tamanho de passo variável dependendo da média harmônica do sinal de erro obtido. O algoritmo apresentou melhor desempenho quando comparado aos algoritmos FXLMS, SunFXLMS e AkhtarFXLMS, mas em função de uma maior complexidade computacional.

Meng e Chen (2020) estudaram o algoritmo CFxLMS (*weight-constrained filtered-x least mean square*) e propuseram uma alteração para melhorar o desempenho do algoritmo em simulações com condições de ruído impulsivo. O algoritmo proposto denominado GMACFXLMS é desenvolvido usando operação mista da norma Euclidiana de erro residual e sinal de ruído de entrada. Aplicando o algoritmo proposto os autores indicaram um aumento da complexidade computacional dos algoritmos propostos em troca de um melhor desempenho para o sistema ANC.

Em 2020 Felix *et al*, publicou um artigo utilizando o algoritmo MC-ANC (*Modified Combination - Active Noise Control*) para o controle de ruído de ventiladores. No artigo mencionado foi utilizado o algoritmo de combinação convexa proposto nesta tese, aplicado juntamente com sinais de referência, sintetizados para melhorar a performance na atenuação de ruído em um duto de ventilação. De acordo com os dados apresentados na publicação, o algoritmo MC-ANC teve melhor desempenho quando comparado ao algoritmo de combinação convexa original (C-ANC) e algoritmos que não empregam a combinação convexa como o FxLMS e FxLMS/F.

Drant (2021) estudou a substituição de alto-falantes por uma fonte pneumática acústica harmônica (*Harmonic Acoustic Pneumatic Source*, HAPS), para controle de ruído tonal de um turbo fan. O dispositivo HAPS mostrou-se não ser possível de ser controlado com um algoritmo FxLMS clássico, pelo fato que o dispositivo necessita da informação de amplitude e fase. No trabalho foi utilizado um controlador de envelope complexo para gerar os sinais de controle.

Zhang e Wang (2021) aplicou um algoritmo de aprendizado supervisionado a um problema de distorções não lineares. Uma rede recorrente convolucional (*convolutional recurrent network* CRN) foi treinada para estimar os espectrogramas reais e imaginários do sinal de cancelamento. Foram utilizadas diferentes situações para realizar o treinamento da rede com o intuito de alcançar boa generalização e robustez contra uma variedade de ruídos.

Lee *et al* (2021) estudaram a aplicação de um sistema de controle ativo de ruído para atenuar ruídos presentes ao redor de uma residência. A proposta presente no artigo é aplicar o

sistema ANC em janelas, aplicando diferentes configurações de posicionamento da fonte secundária. Os algoritmos de redução de ruído não foram referidos diretamente, apenas a questão de possibilidades de configurações do sistema ANC foram abordados.

Akhtar (2021) estudou a estimativa do caminho secundário em sistemas on-line. O método aplicado consiste em injetar um ruído aleatório não correlacionado, como sinal de modelagem para a adaptação do filtro SPM (*secondary path modeling*), utilizando adaptação baseada em atraso para ajustar o nível do sinal de modelagem. Segundo o próprio autor do trabalho, o método sofre uma limitação de ser eficaz apenas em bandas estreitas de ruído. Em situações onde é necessário atenuar bandas maiores de ruído, é recomendado a utilização de sistemas ANC híbridos.

Lam *et al* (2021) apresentaram um estudo geral a respeito da aplicação de sistemas de controles ativos de ruído em construções e as facilidades e dificuldades da implementação com a tecnologia atual. No artigo é mencionado que devido aos recentes avanços da eletrônica embarcada de baixo custo, baixa potência e alta eficiência, avanço da tecnologia de alto-falantes, processamento digital de sinais e algoritmos de inteligência artificial, temos visto uma popularização de sistemas ANC em fones de ouvido, mas a implementação de controle de ruído ativo no ambiente construído ainda é rara. As lacunas que impedem a aplicação destes sistemas, são mencionadas como sendo à colocação de fontes secundárias, microfones de referência e detecção de erros, plataformas de processamento e tecnologias de componentes eletroacústicos.

Em 2021 Felix *et al*, publicou um artigo propondo um algoritmo de combinação convexa modificado, com o intuito de melhorar as características de velocidade de atenuação e nível de atenuação em estado estacionário. No artigo mencionado foram realizadas simulações utilizando ruído tonal e ruído branco para avaliar a performance do algoritmo proposto e compará-lo com o algoritmo de combinação convexa original e a outros algoritmos que não utilizam o método da combinação convexa. Um estudo de estabilidade e complexidade computacional foi realizado para melhor avaliar o algoritmo proposto. As conclusões alcançadas demonstraram que um pequeno aumento na complexidade computacional, que chega a ser desprezível em situações praticas, o algoritmo MC-ANC traz melhorias em comparação com o algoritmo C-ANC nas situações estudadas.

Esta revisão bibliográfica possibilitou observar que os estudos buscaram alcançar uma melhora de desempenho dos algoritmos de controle ativo de ruído nos quesitos de velocidade de

convergência e nível de redução de ruído. Melhorar sistemas ANC nestes quesitos, normalmente, reflete no aumento da complexidade computacional dos mesmos, muitas vezes inviabilizando aplicações práticas. Alcançar a melhoria nestas duas características de rendimento dos sistemas de controle ativo de ruído, resulta em uma maior aplicabilidade. Caso essa melhora de rendimento seja alcançada, sem um aumento na complexidade computacional, tornaria possível a implementação destes algoritmos em *hardware* de baixo poder computacional.

Neste trabalho será apresentada uma proposta de modificação do algoritmo C-ANC. A modificação visa melhorar a velocidade de convergência e o nível de atenuação em regime permanente, sem causar aumento da complexidade computacional. O algoritmo MC-ANC proposto, emprega o FXLMS/F como algoritmo de redução de ruído. Simulações computacionais são realizadas para identificar o comportamento dos sistemas ANC em situações básicas de níveis de sinais de entrada, atrasos impostos aos sinais de erro e de controle e tipo de ruído. Após, serão realizados testes em uma planta de ventilação experimental e o algoritmo MC-ANC será utilizado para atenuar o ruído em uma tubulação proveniente de um ventilador.

3

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA PARA O CONTROLE ATIVO DE RUÍDO

Neste capítulo serão apresentados os conceitos teóricos utilizados para realizar a implementação do controle ativo de ruído. Diferentes algoritmos empregados no controle ativo de ruído são apresentados, assim como o posicionamento dos transdutores e equipamentos utilizados para a implementação, serão apresentados.

3.1 Topologias de controle ativo

Abaixo serão exibidas topologias utilizadas para o controle ativo de ruído. O diferencial entre as duas topologias apresentadas está no número de sensores utilizados, o que proporciona aquisição das características do ruído em instantes diferentes quando levamos em consideração que o ruído tem uma certa velocidade de propagação.

3.1.1 Feedforward

A topologia *feedforward* utiliza dois microfones, o primeiro capta o ruído a ser atenuado e o segundo é utilizado após o atuador, esse procedimento é realizado para identificar o erro como pode ser visto na Figura 2 (Nelson e Elliott, 1992).

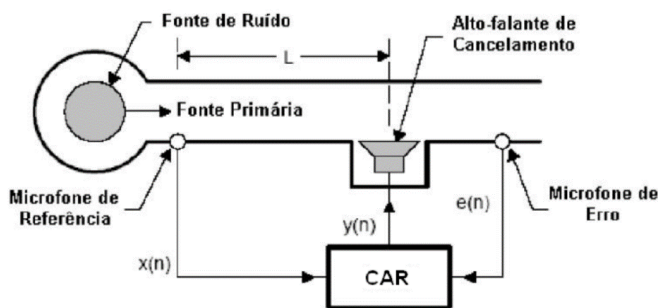


Figura 2: Desenho esquemático do controle ativo de ruído do tipo *Feedforward*.
Fonte: Delfino, 2005.

O primeiro microfone capta o ruído de interesse em posição próxima a sua geração e alimenta o algoritmo de controle ativo, com isso o *hardware* de processamento recebe o sinal que deve ser atenuado alguns instantes antes deste ruído passar pela posição onde se encontra o alto-falante de cancelamento. Esse intervalo de tempo se dá devido a velocidade de propagação das ondas sonoras, entre sua geração e a posição onde ocorrerá o cancelamento ser menor que a velocidade de transferência de dados elétricos. O alto-falante de cancelamento deve ficar o mais próximo possível da fonte de ruído, porém a uma distância que possibilite o *hardware* responsável pelo processamento calcular o sinal de cancelamento e reproduzi-lo no transdutor a tempo da onda sonora que está propagando pela planta passar pelo alto-falante de controle (Kuo e Morgan 1996). Por fim, o ruído residual, após o alto-falante de controle é identificado pelo segundo microfone, o microfone de erro, e alimenta o algoritmo de controle.

Outra forma de descrever a interação entre as diferentes partes é observando o diagrama em blocos, presente na Figura 3.

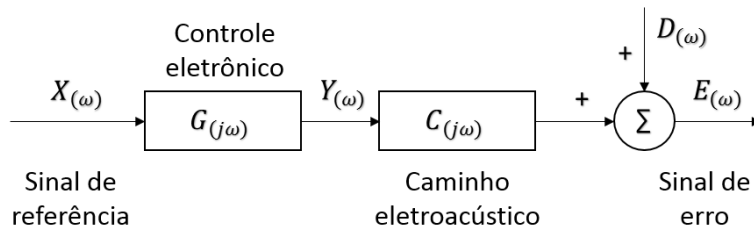


Figura 3: Diagrama de blocos da topologia *Feedforward*.

Na Figura 3, $X(\omega)$ representa o sinal proveniente do microfone de referência, $G(j\omega)$ o *hardware* de controle, $Y(\omega)$ é o sinal de controle calculado pelo *hardware*, $C(j\omega)$ o caminho eletroacústico em que o sinal $Y(\omega)$ deve trafegar, $D(\omega)$ é o sinal a ser atenuado e que se propagou pelo caminho primário, por fim $E(\omega)$ é a soma de $D(\omega)$ com $Y(\omega)$. Desta forma é possível simbolizar o $E(\omega)$ pela equação 3.1.

$$E(\omega) = D(\omega) + G(j\omega)C(j\omega)X(\omega) \quad (3.85)$$

A equação 3.1 mostra que $E(\omega)$ é a soma do sinal $X(\omega)$ que se propagou pelo caminho primário com o sinal $Y(\omega)$ que tem como base o sinal $X(\omega)$ modificado pelo *hardware* de controle $G(j\omega)$ e

pelo caminho secundário $C_{(j\omega)}$. O caminho primário aqui mencionado é o caminho acústico em que o ruído se propaga, o caminho secundário é o caminho eletroacústico em que o sinal de controle trafega.

O algoritmo de controle é composto por algum tipo de filtro digital e um algoritmo adaptativo, que serão discutidos nas próximas seções. Os algoritmos adaptativos têm como objetivo gerar coeficientes para o filtro digital, capazes de diminuir o sinal de erro (Kuo e Morgan, 1996).

Esse tipo de topologia pode apresentar um problema, que é a realimentação acústica do ruído de controle no microfone primário, o que pode causar um efeito de instabilidade no algoritmo de controle (Hansen e Snyder, 1997).

3.1.2 Feedback

Nesta topologia de controle ativo são utilizados um microfone como sensor e um alto-falante como atuador (Nelson e Elliott, 1992). A fonte primária ou a fonte de ruído a ser atenuada irradia pela planta e o microfone de erro capta a interação entre as duas fontes, como pode ser visto na Figura 4.

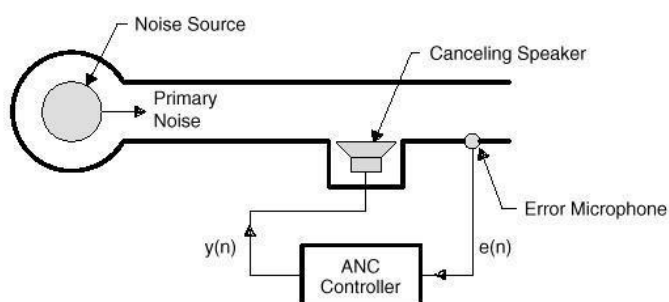


Figura 4: Desenho esquemático do controle ativo de ruído do tipo *Feedback*.

Fonte: Delfino, 2005.

Antes do sistema de controle ativo iniciar a emissão do ruído de controle o microfone de erro capta o ruído proveniente da fonte primária e a amplitude deste ruído tende a ser máxima, quando o sistema é posto em funcionamento a amplitude do ruído captado pelo sensor deve ser reduzido à medida em que o sistema reduz o erro captado pelo microfone, mas não podendo chegar

a zero e isto é uma limitação desta topologia (Hansen e Snyder, 1997). Outro limitante desta topologia é sua inoperância diante a ruídos impulsivos ou transientes, uma vez que seu único sensor está após o alto-falante de controle, não sendo possível obter qualquer tipo de informação previa sobre o ruído.

3.1.3 Caminho secundário

Pode-se considerar que no controle ativo de ruído transita informações por meio acústico e meio elétrico analógico e digital. Na passagem de um meio para o outro é necessário utilizar transdutores e conversores para adequar os sinais em cada meio. Segundo Oliveira (2012) o meio acústico é composto pela variação de pressão da onda sonora do ruído $x(n)$, as características acústicas do meio de propagação desta onda $P(z)$, alto-falante de controle e microfones de captação com suas características de resposta em frequência. A interação do ruído com a planta resulta no ruído que se deseja atenuar, $d(n)$. O meio elétrico corresponde aos circuitos elétricos de condicionamento dos sinais, conversão e processamento. Como pode ser visto na Figura 5, o algoritmo de controle representado pelo filtro adaptativo $W(z)$ recebe o ruído e gera o sinal de controle que combinados resultam no sinal de erro e realimentam o filtro adaptativo.

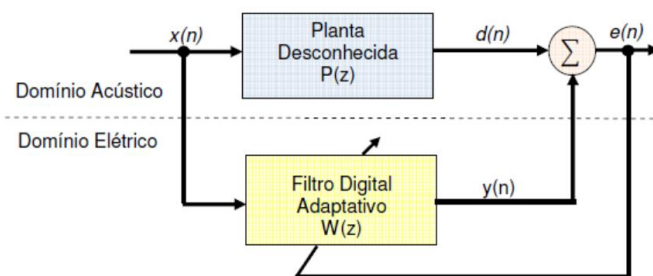


Figura 5: Diagrama genérico de controle ativo de ruído.

Fonte: Oliveira, 2012.

Segundo Kuo e Morgan (1996) o caminho secundário abrange todo o percurso que o sinal de controle percorre até o microfone de erro sendo composto pelo conversor DA (*digital to analog*), filtro de reconstrução, amplificador de potência alto-falante, caminho acústico do alto-falante ao microfone de erro, o microfone de erro, pré-amplificador, filtro *antialiasing* e conversor AD (*analog to digital*). Variações na resposta do microfone de erro, alto-falante de controle e atrasos causados pela conversão e processamento do sinal podem causar instabilidade ou não

convergência do algoritmo de controle. Para melhorar a performance do algoritmo de controle o caminho secundário deve ser identificado com a finalidade do algoritmo de controle corrigir as características citadas anteriormente (Widrow e Stearns, 1985; Chang e Chu, 2013).

A influência que cada componente descrito anteriormente impõe ao caminho secundário pode ser identificada e filtrada (Papini, 2006). Sendo as variações no domínio do tempo e da frequência do caminho secundário representado por $S'(z)$ que irá agir sobre o sinal do filtro $W(z)$, pode-se ajustar um filtro $S^{\wedge}(z)$ que será responsável por eliminar as influências do caminho secundário, como pode ser observado na Figura 6.

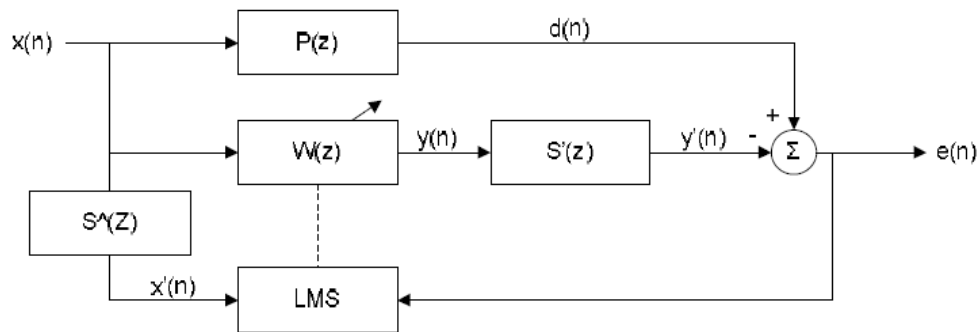


Figura 6: Diagrama de blocos de ANC em avanço considerando caminho secundário.

Fonte: Papini 2009.

A Figura 6 mostra o sinal de referência sendo filtrado e depois alimentando o algoritmo de atualização dos coeficientes do filtro $W(z)$. A equação 3.2 traduz como é calculado o sinal de erro.

$$\begin{aligned}
 e(n) &= d(n) - y(n) \\
 &= p(n) * \vec{x}(n) - s(n) * y(n) \\
 &= p(n) * \vec{x}(n) - s(n) * (\vec{w}^T(n) \vec{x}(n))
 \end{aligned} \tag{3.86}$$

Na equação 3.2 o símbolo * denota convolução linear, $p(n)$ e $s(n)$ podem ser interpretados como resposta ao impulso do caminho primário $P(z)$ e do caminho secundário $S(z)$, respectivamente.

Segundo Caudana et. al. (2008) a influência do caminho secundário $S(z)$ defasa os sinais de erro, de entrada e saída do algoritmo adaptativo. O método de identificação pode ser dividido em dois grupos, identificação *online* ou *off-line*. Na identificação *off-line* as características do caminho

secundário são estimadas antes do sistema de controle entrar em funcionamento, enquanto na identificação *online* o reconhecimento é realizado simultaneamente ao controle do ruído.

A escolha entre um dos métodos deve ser realizada observando as características do caminho secundário e sua variação ao longo do tempo. Se as características não variam ao longo do tempo a identificação *off-line* pode ser utilizada, mas se as características do caminho secundário variam em função do tempo a identificação *online* deve ser escolhida. Segundo Hassanpour e Davari (2009) em casos práticos para controle de ruído ativo, o caminho secundário geralmente tem um comportamento que varia no tempo, sendo necessário uma modelagem de caminho secundário on-line.

Qui et. al. (2014) diz que a identificação do caminho secundário é importante para o correto funcionamento do controle ativo de ruído sendo que para algumas aplicações a modelagem do caminho secundário deve ser realizada online para manter a estabilidade do sistema.

3.1.4 Realimentação acústica

A realimentação acústica ocorre quando o sinal de controle proveniente da fonte secundária é captado pelo microfone de referência em níveis significativos, esta realimentação pode ocasionar instabilidade no algoritmo de controle e deve ser evitada segundo Hansen e Snyder (1997). As estratégias para a diminuição da realimentação acústica podem ser divididas em ativas e passivas. Os métodos passivos consistem em adicionar ao duto matérias capazes de absorver o ruído produzido e os métodos ativos consistem em adicionar filtros digitais ao ANC para identificar a realimentação e filtrá-la (Kuo e Morgan 1996). Segundo Oliveira (2012) uma terceira estratégia para diminuir a realimentação acústica é a substituição do microfone de referência por um transdutor que seja menos sensível a esta realimentação.

A escolha do método de controle da realimentação acústica que será utilizado deve ser feita observando qual a frequência do sinal de realimentação e característica do ruído a ser atenuado. Os materiais absorvedores são eficientes em altas frequências, logo, se o problema de realimentação for em baixas frequências é mais aconselhável a utilização de filtros digitais, mesmo aumentando a complexidade do ANC (Larsson, 2007). Se a fonte primária de ruído for algum tipo

de mecanismo que gere ruídos tonais a utilização de transdutores diferentes de microfones é mais aconselhável (Oliveira 2012).

Em algumas aplicações, é necessário limitar o nível máximo de potência de saída para evitar a sobrecarga de um transdutor, impedindo o comportamento não linear ou a saturação do amplificador de saída e também diminuindo a chance de ocorrer a realimentação acústica (Kozacky e Ogunfunmi, 2014).

3.2 Filtros digitais

Os filtros digitais podem ser classificados devido sua resposta ao impulso e em frequência (Elliott, 2001). Se a resposta ao impulso do filtro alcança o valor zero após um período finito de tempo, chamamos o filtro de resposta de impulso finito (*finite impulse response, FIR*), se a resposta ao impulso existe indefinidamente, é um filtro de resposta infinita ao impulso (*Infinite Impulse Response, IIR*). A forma como são calculados os valores de saída, determina se a resposta ao impulso de um filtro digital atinge zero após um período finito de tempo ou não. Para os filtros *FIR*, os valores de saída dependem dos valores de entrada atuais e anteriores, enquanto que para os filtros *IIR* os valores de saídas são calculados em função dos sinais de entrada presentes e passados, e dos sinais de saída passados. Os filtros *FIR* apresentam características mais adequadas para aplicações que requerem uma resposta de fase linear (Kuo e Morgan, 1999).

3.2.1 Filtro *FIR*

O filtro *FIR* (*Finite impulse response*) é um dos dois tipos mais utilizados de filtros em processamento digital de sinais (Kuo e Morgan, 1999). A principal característica de um filtro *FIR* é sua resposta ao impulso ser de duração finita. De outra maneira pode-se dizer que depois de n amostras de um impulso, a saída será sempre zero, o que impossibilita a ocorrência de um reforço do ganho do sinal de entrada de maneira a levá-lo para um modo instável. Outras características que podem ser citadas dos filtros *FIR* são:

- Apresentam fase linear e a possibilidade de se atuar na amplitude ou na fase;
- Fácil implementação;

- Ao ser bastante utilizado em processamentos de sinais o algoritmo já se encontra implementado em várias linguagens de programação.

A estrutura do filtro *FIR* é apresentada na Figura 7.

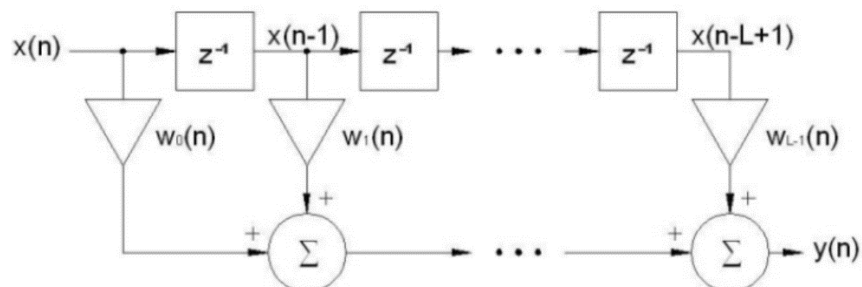


Figura 7: Diagrama do filtro *FIR*.

Fonte: Papini, 2009.

Onde

$x(n)$ é o sinal de entrada no filtro;

$y(n)$ é a saída do filtro;

$w(n)$ é o vetor com os coeficientes do filtro;

L é o número de coeficientes do filtro.

A saída $y(n)$ pode ser calculada da seguinte forma:

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} w_l(n) * x(n-l) \quad (3.87)$$

ou

$$y(n) = w^T(n) * x(n) \quad (3.88)$$

A utilização do filtro *FIR* tem vantagens em relação aos filtros *IIR* uma vez que a estabilidade entre entrada e saída é garantida para qualquer conjunto de coeficientes fixos e também pelo fato que os algoritmos de adaptação em geral são mais simples (Pereira, 2011). Kozacky e Ogunfunmi (2014) utilizam um filtro *FIR* preferencialmente a um filtro *IIR* para o controle ativo de ruído de banda larga.

3.2.2 Filtro *IIR*

Os filtros *IIR* (*Infinite Impulse Response*) apresentam resposta infinita ao impulso o que tende a levar a instabilidade. É necessário verificar a cada interação a estabilidade do filtro o que demanda um poder computacional maior e dificulta o controle em tempo real, especialmente para aplicações de controle ativo de ruído acústico (Snyder, 2000).

Uma vantagem dos filtros *IIR* é que em geral eles necessitam de menos coeficientes, se comparados com os filtros *FIR*, para alcançar uma determinada resposta. Um filtro de menor ordem tem menor tempo de execução, ou seja, requer menos poder computacional. Uma desvantagem dos filtros *IIR* é a resposta de fase não linear (Nelson e Elliott, 1992). A representação deste filtro pode ser vista na Figura 8.

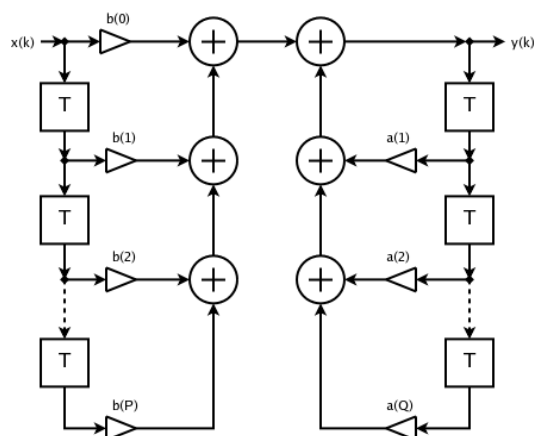


Figura 8: Estrutura de filtro *IIR*.

Os valores de saída dos filtros *IIR* são calculados adicionando a soma ponderada dos valores de entrada anteriores e atuais à soma ponderada dos valores de saída anteriores. Se os valores de entrada são x e os valores de saída y , a saída do filtro *IIR* pode ser calculada da seguinte forma:

$$y[n] = \frac{1}{a_0} (\sum_{i=0}^P b_i x[n-i] - \sum_{j=1}^Q a_j y[n-j]) \quad (3.89)$$

Onde

y = Sinal de saída;

P = Ordem do filtro feedforward;

Q = Ordem do filtro de realimentação;

a = Coeficientes do filtro de realimentação;

a_0 = Normalmente recebe o valor de 1;

b = Coeficientes do filtro feedforward;

x = Sinal de entrada.

3.3 Algoritmos de redução de erro

A função dos filtros adaptativos no controle ativo de ruído é minimizar o sinal de erro residual implicando que a saída desejada seja idêntica ao ruído, buscando um perfeito cancelamento deste ruído (Kuo e Morgan, 1999). A utilização destes filtros também se dá quando as características do ruído variam no tempo, obrigando o algoritmo a constantemente analisar a diferença entre o ruído e o sinal de controle. Desta forma os parâmetros dos filtros devem ser atualizados constantemente buscando uma melhor performance.

É necessário definir uma metodologia para calcular os coeficientes utilizados no filtro digital, sendo de suma importância utilizar coeficientes que causem uma redução do erro. Nesta seção serão apresentados algoritmos utilizados no controle ativo de ruído. Estes algoritmos têm como objeto reduzir o erro entre o ruído a ser atenuado e o sinal filtrado tendo cada um uma característica própria de eficiência e robustez. Os algoritmos de redução de erro atuam em conjunto a um filtro, sendo o algoritmo responsável em modificar os coeficientes do filtro utilizado para que o erro na saída do sistema tenha um valor mínimo.

3.3.1 Algoritmo Steepest /descente

Também conhecido como método do gradiente ou método do máximo declive, tem como característica localizar um mínimo local através de interações, cada atualização procura a direção negativa do gradiente encaminhando-se para a direção do declive máximo (Kuo e Morgan, 1996). O algoritmo deste método pode ser descrito como:

- Iniciar passo com perturbação dos coeficientes;

- Calcular valor do erro do coeficiente;
- Atualização do coeficiente;
 - Se o erro calculado for menor do que no instante anterior ir para próximo coeficiente;
 - Se erro calculado for maior do que no instante anterior troque o sinal da mudança no coeficiente e vá para o próximo coeficiente;
- Iniciar novo passo.

A atualização dos coeficientes também pode ser expressa como:

$$w(n + 1) = w(n) - \mu \nabla w(n) \quad (3.90)$$

Onde ∇w é o gradiente da superfície de erro no instante n , μ é o passo de atualização dos coeficientes e w são os coeficientes. O gradiente da superfície de erro é dado por:

$$\nabla w = -2\underline{P}_{xd} + 2\underline{R}_{xx}\underline{w}(n) \quad (3.91)$$

Sendo,

\underline{P}_{xd} = vetor de correlação cruzada entre $d(n)$ e $X(n)$;

\underline{R}_{xx} = matriz de autocorrelação de $X(n)$;

\underline{w} = vetor de coeficientes.

Apesar deste método ser simples ele apresenta baixa eficiência, levando longo tempo para convergência de seus coeficientes. A escolha do passo de atualização dos filtros tem grande importância e influência no tempo de convergência, também pode causar oscilações durante a convergência (Franco et al 2001). A Figura 9 mostra a oscilação da aproximação do filtro quando o passo é maior, como pode ser visto na parte B da Figura em que $\mu = 1$, na parte A foi utilizado o passo com valor de $\mu = 0,3$ demonstrando que a aproximação não apresentou oscilações.

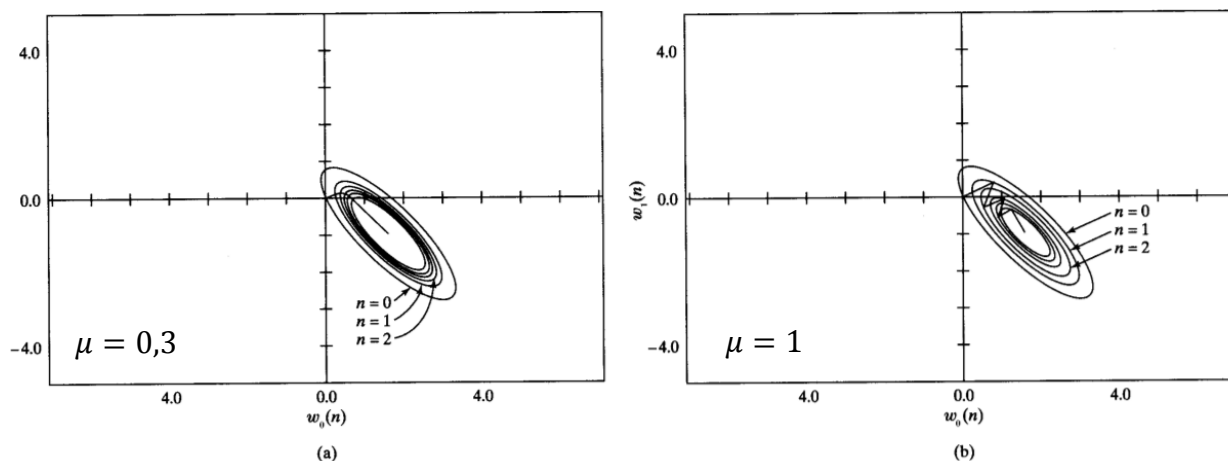


Figura 9: Trajetória do método steepest descent com passo de 0,3 em (a) e 1 em (b).

Fonte: Franco et al, 2001.

Na Figura 9 as coordenadas w_0 e w_1 são elementos do vetor de pesos \underline{w} . Pode ser observado que para pequenos valores de μ a resposta transiente do algoritmo é super-amortecida gerando uma trajetória de $\underline{w}(n)$ suave, já para valores maiores de μ a resposta transiente é sub-amortecida gerando uma trajetória em zig-zag para $\underline{w}(n)$ que pode deixá-lo instável (Franco et al 2001).

3.3.2 Algoritmo LMS

Uma maneira de se calcular os coeficientes usados no filtro digital é o algoritmo de mínimos quadrados (*least mean square, LMS*) segundo Haykin (2002).

A característica mais evidente do algoritmo *LMS* é sua fácil implementação e baixa complexidade computacional, além de não precisar ser conhecido as estatísticas dos sinais (Maluenda, 2005). O algoritmo em questão estima valores para o vetor gradiente $\hat{\nabla}J_{ms}(n)$, o que provoca oscilações nos coeficientes do filtro em torno dos seus valores ótimos. O gradiente $\hat{\nabla}J_{ms}(n)$ representa a direção dos mínimos valores da função custo J_{ms} que neste caso é o erro quadrático instantâneo da amostra fornecida pelo microfone de erro. A estimativa instantânea do gradiente pode ser calculada por:

$$\widehat{\nabla} J_{ms}(n) = -2d(n)\underline{X}(n) + 2\underline{X}^T(n)\underline{W}(n) \quad (3.92)$$

Então,

$$\underline{W}(n+1) = \underline{W}(n) - \frac{1}{2}\mu\widehat{\nabla} J_{ms}(n) \quad (3.93)$$

Onde,

$\underline{X}(n)$ vetor de entrada no tempo n ;

$d(n)$ resposta desejada no tempo n ;

$W(n)$ vetor dos coeficientes do filtro no tempo n ;

μ passo de atualização.

Substituindo a equação 3.8 em 3.9 temos,

$$\begin{aligned} \underline{W}(n+1) &= \underline{W}(n) - \frac{1}{2}\mu[-2d(n)\underline{X}(n) + 2\underline{X}^T(n)\underline{W}(n)] \\ &= \underline{W}(n) - \mu[-d(n) + \underline{X}^T(n)\underline{W}(n)]\underline{X}(n) \\ &= \underline{W}(n) + \mu e(n)\underline{X}(n) \end{aligned} \quad (3.94)$$

A equação 3.10 pode ser interpretada $-e(n)\underline{X}(n)$ como a estimativa do gradiente e μ é o passo de atualização que influencia diretamente a estabilidade e a convergência do algoritmo.

A sequência de ações necessárias para o funcionamento deste algoritmo é resumida segundo Kuo e Morgan (1996), da seguinte forma:

- i. Escolher as condições iniciais dos parâmetros L (número de coeficientes), μ (passo de atualização) e $w(0)$ (valor inicial dos coeficientes).
- ii. Calcular os coeficientes por:

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} w_l(n) * x(n-l) \quad (3.95)$$

iii. Calcular o sinal de erro

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.96)$$

iv. Atualizar o vetor de coeficientes de $w(n)$ para $w(n+1)$

$$w_l(n+1) = w_l(n) + \mu x(n-1)e(n), l=0, 2, \dots, L-1 \quad (3.97)$$

v. Recomeçar do passo ii.

Segundo Manolakis (2000) pode-se considerar como condição suficiente para estabilidade do algoritmo *LMS* a seguinte relação,

$$0 < \mu < \frac{2}{LP_x} \quad (3.98)$$

Onde L é a ordem do filtro e P_x é a potência de $x(n)$ que é calculada da seguinte forma.

$$P_x = E[x^2(n)] \quad (3.99)$$

Kuo e Morgan (1996) recomendam restrições mais elevadas para garantir a estabilidade, como pode ser visto na equação 3.16 e valor médio usual pode ser obtido pela equação 3.17:

$$0 < \mu < \frac{2}{3LP_x} \quad (3.100)$$

$$\frac{0.01}{LP_x} < \mu < \frac{0.1}{LP_x} \quad (3.101)$$

3.3.3 Algoritmo NLMS (Normalized Least Mean Square)

Um fator responsável por causar instabilidade e levar a não convergência do algoritmo *LMS* é a utilização de grandes valores para μ (Carini e Malatini, 2008). É possível estimar os limites de μ através do número de coeficientes do filtro e da potência do sinal de entrada que em situações práticas não se torna viável. Desta forma o algoritmo *NLMS* propõem a utilização de um valor de passo para atualização dos coeficientes variável no tempo e normalizado como mostrado na equação abaixo (Kuo e Morgan, 1996):

$$\mu(n) = \frac{\alpha}{L\hat{P}_x(n)} \quad (3.102)$$

Onde $\hat{P}(n)$ é a potência instantânea estimada de x no instante n , L é o comprimento do filtro e α é o passo normalizado que deve seguir o critério abaixo:

$$0 < \alpha < 2 \quad (3.103)$$

A estimativa de potência do sinal pode ser calculada usando uma técnica de janela retangular:

$$\hat{P}(n) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} x^2(n-i) = \hat{P}_x(n-1) + \frac{x^2(n) - x^2(n-M)}{M} \quad (3.104)$$

Onde M é o comprimento da janela utilizada.

3.3.4 Algoritmo FXLMS (Filtered least mean squared)

Devido as características do caminho secundário, o algoritmo *LMS* pode tornar-se instável (Thai et. al., 2017). Deste modo o algoritmo *FXLMS* inclui um filtro ao sinal de referência para compensar os efeitos que o caminho secundário insere ao sinal de erro. Segundo Oliveira (2012) o algoritmo *FXLMS* é o mais utilizado para compensar os efeitos do caminho secundário S , este algoritmo consiste em utilizar um filtro \hat{S} com a mesma resposta que S . Na Figura 10 é observado um bloco que corresponde aos efeitos de resposta do caminho secundário S e um bloco que corresponde a um filtro \hat{S} que atua no sinal do microfone de referência antes de alimentar o algoritmo que define os coeficientes para o filtro responsável pelo CAR.

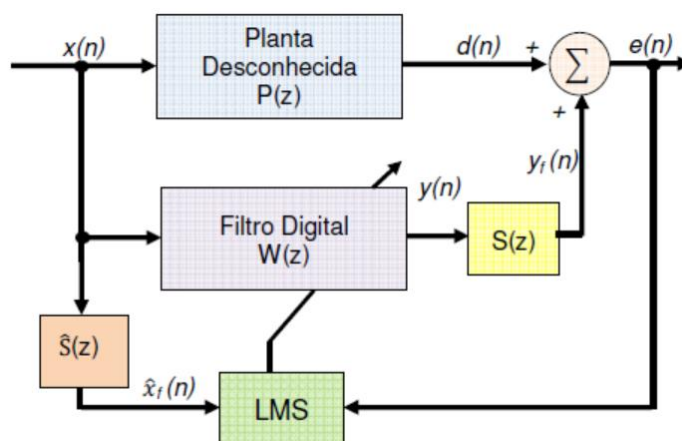


Figura 10: Diagrama de blocos *FXLMS*.

Fonte: Oliveira, 2012.

Os coeficientes do filtro adicional posto no algoritmo devem ser definidos através da identificação do caminho secundário.

Levando em consideração o que foi dito sobre esta variante do algoritmo *LMS* o erro pode ser calculado da seguinte forma.

$$e(n) = d(n) - \sum_{i=0}^{N-1} S_i(n)y(n-1) \quad (3.105)$$

Onde n é o índice de tempo, $s(n)$ é a resposta ao impulso do caminho secundário e N é a ordem do filtro. A correção dos coeficientes do filtro responsável pelo controle ativo de ruído é realizada semelhante ao algoritmo *LMS*, tendo como diferente apenas a utilização do sinal de referência filtrado x' ao invés do sinal não filtrado.

$$w(n+1) = w(n) - \mu x'(n)e(n) \quad (3.106)$$

3.3.5 Algoritmo FXLMS/F (filtered-x least mean square/fourth)

O algoritmo FXLMS/F é uma variação do algoritmo FXLMS e do algoritmo FXLMF apresentado por Song e Zhao (2019). O cálculo do vetor gradiente da função pode ser expresso como:

$$\frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{w}(n)} = -\frac{e^3(n)}{e^2(n)+\phi} [\mathbf{X}(n) * S(n)] \quad (3.107)$$

onde ϕ é um valor limite positivo responsável pelo controle da velocidade de convergência e do desempenho de redução de ruído. A função que atualiza os coeficientes de filtro adaptativo é dada por:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) - \mu \frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{w}(n)} \\ &= \mathbf{w}(n) + \mu \frac{e^3(n)}{e^2(n)+\phi} [\mathbf{X}(n) * S(n)] \\ &= \mathbf{w}(n) + \frac{\mu}{1 + \frac{\phi}{e^2(n)}} e(n)x'(n) \end{aligned} \quad (3.108)$$

O algoritmo FXLMS / F possui passo de atualização variável orientada pelo parâmetro Φ . Na situação em que $\Phi \gg e^2(n)$, o algoritmo tem um comportamento semelhante ao algoritmo

FXLMF. Por outro lado, se $\Phi \ll e^2(n)$, o algoritmo se comporta como o algoritmo FXLMS. Portanto, a seleção correta do parâmetro Φ é crucial para o bom funcionamento do algoritmo FXLMS / F. Desta forma o algoritmo FXLMS / F não é uma combinação dos algoritmos FXLMS e FXLMF, mas sim um algoritmo com passo de atualização variável (VSS-FXLMS).

3.3.6 Algoritmo RLS (recursive least squares)

Segundo Wanhammar (1999) a conceituação para este algoritmo se origina no método *LS* (*Least Square*), mas de modo recursivo. O algoritmo *RLS* considera os dados de entrada como determinístico e utiliza informações de sinais já observados. Este algoritmo tem grande semelhança com o algoritmo *LMS*, sendo um diferencial a utilização de amostras passadas do sinal de entradas aplicando pesos diferentes, assim, diminuindo a influência de sinais observados em amostras muito antigas. O erro calculado pelo método *Least Square* pode ser calculado pela equação 3.23.

$$\varepsilon(n) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} |e(i)|^2 \quad (3.109)$$

Onde

$\varepsilon(n)$ é o erro do algoritmo *Least Square*;

λ é uma constante positiva que deve respeitar a condição $0 \leq \lambda \leq 1$;

e é o erro que pode ser descrito como a diferença entre o sinal desejado menos o sinal de saída do algoritmo ou ainda pela expressão,

$$e(i) = d(i) - y(i) \quad (3.110)$$

A constante λ é responsável em impor uma atenuação exponencial da influência de amostras passadas. O algoritmo *RLS* apresenta melhores resultados a ruídos impulsivos quando comparado com o algoritmo *LMS* (Lu e Zhao 2017).

A atualização dos coeficientes do filtro para minimizar o erro é realizada de modo semelhante ao algoritmo *LMS* que iguala a derivada de $\varepsilon(n)$ em relação a $w_n(k)$ a zero.

$$\frac{d\varepsilon(n)}{dw_n(k)} = 2 \sum_{i=0}^n \lambda^{n-1} e(i) \frac{de(i)}{dw_n(k)} = - \sum_{i=0}^n \lambda^{n-1} e(i)x(i-k) = 0 \quad (3.111)$$

Fazendo

$$e(i) = d(i) - y(i) = d(i) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(i) \quad (3.112)$$

E substituindo em 3.25 temos,

$$\sum_{i=0}^n \lambda^{n-1} [d(i) - \sum_{l=0}^p w_n(l)x(i-l)] x(i-k) = 0 \quad (3.113)$$

Reescrevendo 3.28 de forma matricial temos,

$$\mathbf{R}_x(n)\mathbf{w}_n = \mathbf{r}_{dx}(n) \quad (3.114)$$

Onde,

$\mathbf{R}_x(n)$ é a matriz de correlação da entrada determinística com pesos exponenciais;

$\mathbf{r}_{dx}(n)$ é o vetor de correlação cruzada entre a resposta desejada e o sinal de entrada.

Sendo os coeficientes calculados da seguinte forma,

$$\mathbf{w}_n = \mathbf{w}_{n-1} + \Delta \mathbf{w}_{n-1} \quad (3.115)$$

Onde $\Delta \mathbf{w}_{n-1}$ é a correlação aplicada à solução no instante n-1.

O desenvolvimento para a solução da equação 3.29 pode ser visto em Junior (2014) onde mostrou como resultado a seguinte equação.

$$\mathbf{w}_n = \mathbf{w}_{n-1} + e(n)\mathbf{g}(n) \quad (3.116)$$

Onde

$e(n)$ é o vetor de erro;

$\mathbf{g}(n)$ é o vetor de ganho descrito pela equação 3.31.

$$\mathbf{g}(n) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) \mathbf{x}(n)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{x}^T(n) \lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) \mathbf{x}(n)} \quad (3.117)$$

$\mathbf{P}(n)$ é a solução de $\mathbf{R}_x^{-1}(n)$ descrito como,

$$\mathbf{R}_x^{-1}(n) = \lambda^{-1} \mathbf{R}_x^{-1}(n-1) - \frac{\lambda^{-2} \mathbf{R}_x^{-1}(n-1) \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^T(n) \mathbf{R}_x^{-1}(n-1)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{x}^T(n) \mathbf{R}_x^{-1}(n-1) \mathbf{x}(n)} \quad (3.118)$$

Zeb et. al. (2017) menciona que o algoritmo *FxRLS* apresenta melhor convergência quando comparado com o algoritmo *FxLMS* e suas variantes, mas possui maior complexidade exigindo maior poder de processamento.

3.3.7 Algoritmo MCC (maximum correntropy criterion)

De acordo com Santamaría (2006) *correntropy* é a função de correlação generalizada (*Generalized Correlation Function, GCF*) em termos de produtos internos de vetores em um espaço característico sendo estruturalmente semelhante à função de correlação. *Correntropy* foi proposto como uma medida de similaridade robusta entre duas variáveis aleatórias.

A medida de similaridade entre duas variáveis arbitrárias aleatórias ou *correntropy*, pode ser descrita da seguinte forma.

$$V_{\sigma}(X, Y) = E[\kappa_{\sigma}(X - Y)] \quad (3.119)$$

Para sinais discretos amostrados no tempo a equação acima se transforma em:

$$\hat{V}_{N,\sigma}(X, Y) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \kappa_{\sigma}(x_i - y_i) \quad (3.120)$$

Onde κ_{σ} é um kernel definido positivo com sua largura determinada por σ . Desta forma Singh (2010) propõem uma aplicação para o sistema de adaptação de filtro como pode ser visto na Figura 11.

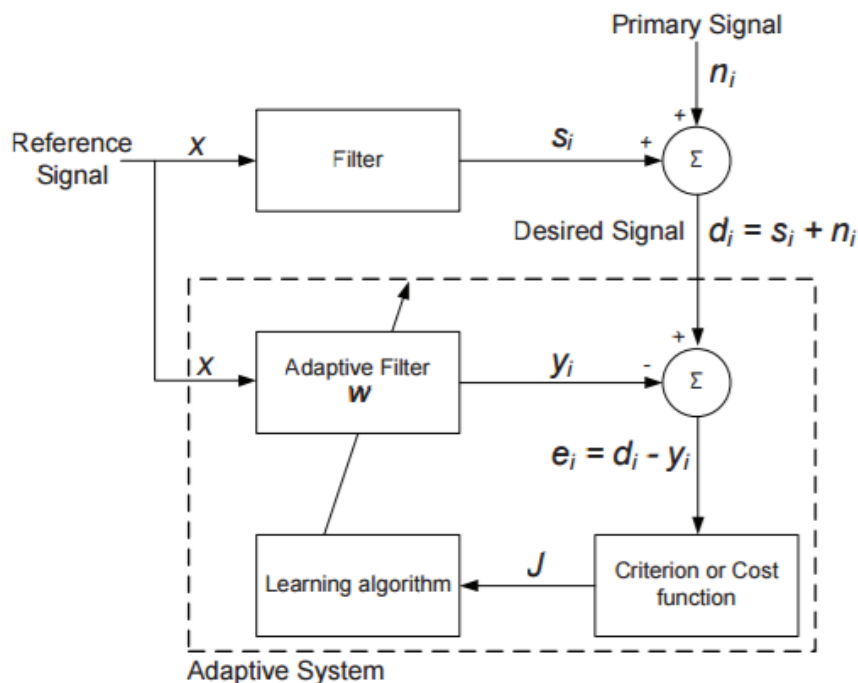


Figura 11: Diagrama em blocos de filtro adaptativo com conceito *correntropy*.

Fonte: Singh, 2010.

3.3.8 Algoritmo IMC (internal model control)

Este algoritmo faz a inclusão de uma estimativa da resposta da planta, conhecida como modelo interno. Esta estimativa deve levar em consideração atrasos referentes as características acústicas e elétricas assim como a resposta no domínio da frequência destes dois meios. Qiu e Burnett et. al. (2014) mencionam que este sistema pode ser comparado a um algoritmo de topologia *feedforward* de modo que possa ser utilizado o algoritmo *FxLMS* para realizar a atualização dos coeficientes do filtro *FIR*. A saída do filtro de controle $u(n)$ é filtrada pelo modelo interno da planta e subtraída do sinal de erro $e(n)$, para formar uma estimativa do sinal de perturbação original, $d(n)$ sendo esta a nova entrada do filtro de controle. Esse processo, denominado método de controle interno de modelo (*IMC*), é ilustrado na Figura 12.

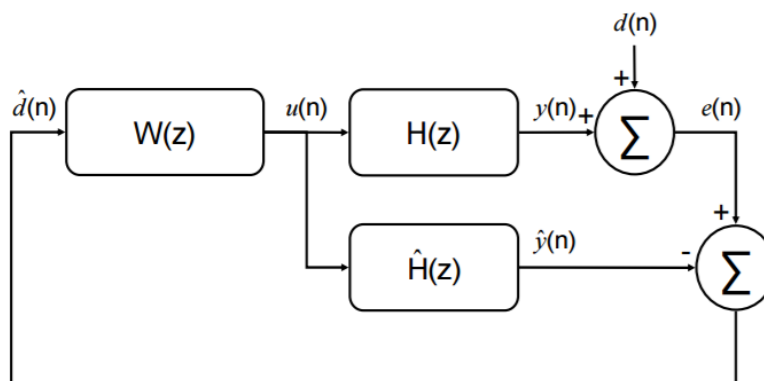


Figura 12: Diagrama de blocos do algoritmo IMC.

Håkansson et al (2002) utiliza o algoritmo *IMC* juntamente com o algoritmo *LMS* na topologia feedback. Lee et. al. (2017) aborda o problema do controle ativo de uma máquina de ressonância magnética utilizando a topologia feedback realizando uma estimativa do ruído através de previsão linear. Desta forma esse tipo de implementação mostra usabilidade apenas para ruídos periódicos.

3.3.9 Redes neurais

O conceito de redes neurais aplicado em controle ativo de ruído é utilizado com sucesso em situações onde existam condições de não estacionariedade (Zhang e Gan, 2004). Segundo Sicuranza e Carini, (2011) o algoritmo *FLANN* (*functional link artificial neural networks*) usando expansões trigonométricas tem sido utilizado no controle de ruído ativo não-linear com bons resultados. Um problema existente neste algoritmo é seu tempo de convergência alto quando comparado com outros algoritmos (Zhang e Gan, 2004). Em seu estudo Kim et. al. (2017) diz que existem métodos para estimar a taxa de aprendizado ótimo por rede neural diminuindo seu tempo de convergência, mas este método também aumenta o recurso computacional por necessitar de cálculos adicionais.

O diagrama de blocos de uma implementação de ANC utilizando redes neurais com lógica *Fuzzy* (*Fuzzy Neural Network*) é semelhante ao aplicado a outros algoritmos como pode ser visto na Figura 13.

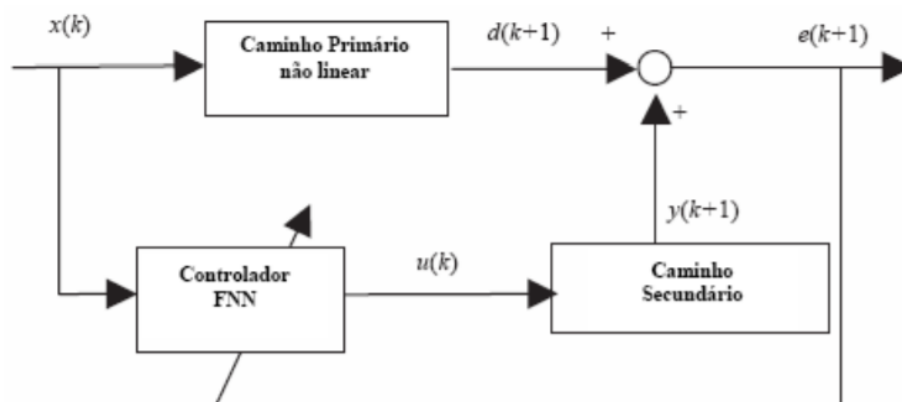


Figura 13: Diagrama de Blocos baseado em Controlador FNN.

Fonte: Adaptado de Zhang e Gan, 2004.

Em seu trabalho Zhang e Gan (2004) apresentam a estrutura da rede neural *fuzzy*, utilizada e composta por cinco camadas, tendo duas entradas e uma saída conforme pode ser visto na Figura 14.

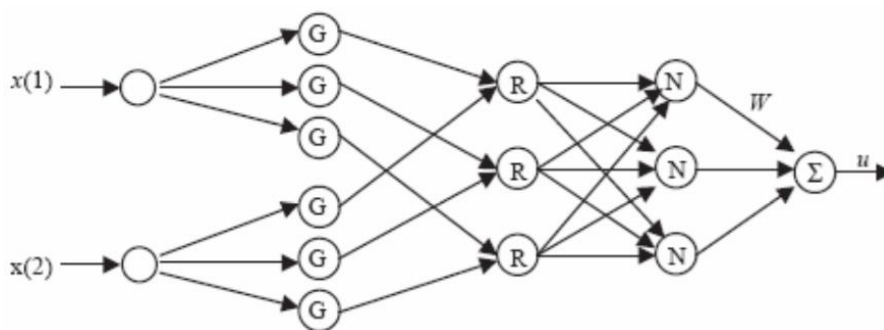


Figura 14: Estrutura Física de Rede Neural de 05 camadas.

Fonte: Adaptado de Zhang e Gan, 2004.

A primeira camada contém os nós de entrada que transmitem o sinal para a próxima camada. Os nós na segunda camada são nós terminais G e atuam como funções de associação para expressar as variáveis de linguagem *fuzzy* de entrada. Adotando uma função gaussiana para apresentar a função de associação, onde o valor médio representado por m e a variância σ podem

ser ajustados através do processo de aprendizagem. Os nós da terceira camada são chamados de nó de regra. Na quarta camada são executadas as normalizações dos sinais da camada anterior e a última camada representa a saída. As funções de cada camada são descritas abaixo.

A primeira camada apenas transmite o sinal de entrada para a camada seguinte.

$$a^{(1)} = v_i^{(1)} \quad (3.121)$$

A segunda camada contém funções de associação gaussianas que podem ser definidas da seguinte forma.

$$a^{(2)} = \exp\left\{\frac{(v_i^{(2)} - m_{ij})^2}{\sigma_{ij}^2}\right\} \quad (3.122)$$

Onde m_{ij} e σ_{ij} são o centro e a largura da função de associação gaussiana do j -ésimo termo da i -ésima variável de entrada $x(i)$ respectivamente.

A terceira camada contém nós de regra. Os nós de regra realizam uma operação *and fuzzy* ou inferência de produto.

$$a^{(3)} = \prod_i v_i^{(3)} \quad (3.123)$$

Os nós na quarta camada executam a normalização dos sinais provenientes da terceira camada.

$$a^{(4)} = \frac{v_i^{(4)}}{\sum_i v_i^{(4)}} \quad (3.124)$$

A quinta e última camada contém a saída.

$$u = a^{(5)} = \sum_i v_i^{(5)} W_i \quad (3.125)$$

3.3.10 Método da combinação convexa

O método da combinação convexa proposto por Ferrer *et al* (2009) consiste em combinar dois algoritmos distintos, misturando a saída de seus filtros. Desta forma, busca-se aproveitar as melhores características individuais de cada algoritmo. A combinação das saídas de cada filtro resulta em um filtro equivalente de melhor desempenho quando comparado aos filtros individualmente. Diferentes trabalhos buscaram realizar a avaliação desta metodologia aplicando

diferentes tipos de filtros, como pode ser visto em Ferrer *et al* (2013), George e Gonzalez (2014) e Zhao *et al* (2016).

A implementação deste método consiste em calcular a saída resultante do sistema de controle ativo de ruído pela Equação 3.39.

$$y(n) = \lambda(n)y_1(n) + [1 - \lambda(n)]y_2(n) \quad (3.126)$$

Onde $y_1(n)$ e $y_2(n)$ denotam as saídas dos dois filtros e $\lambda(n)$ é a contribuição ou parâmetro de mistura que deve assumir valores entre $0 \leq \lambda(n) \leq 1$. Este parâmetro mostra a porcentagem de envolvimento de cada algoritmo na saída geral do filtro.

Supondo que os filtros $\mathbf{w}_1(n)$ e $\mathbf{w}_2(n)$ tenham o mesmo tamanho M , o vetor de peso total do filtro $\mathbf{w}(n)$, pode ser dado como:

$$\mathbf{w}(n) = \lambda(n)\mathbf{w}_1(n) + [1 - \lambda(n)]\mathbf{w}_2(n) \quad (3.127)$$

Os filtros são atualizados separadamente usando o erro para cada $e_1(n)$ ou $e_2(n)$. O vetor de peso geral é atualizado de acordo com o erro total expresso por:

$$e(n) = [d(n) - y(n)] \quad (3.128)$$

De acordo com Ferrer *et al* (2013), usando o método do gradiente descendente, pode ser minimizados os erros de quarta ordem $e^4(n)$ e de segunda ordem $e^2(n)$ para o filtro geral. Dessa maneira, o filtro combinado pode atuar em dois cenários. No primeiro, ocorre a minimização do erro quadrático $e^2(n)$, onde $\lambda(n)$ é uma função definida como:

$$\lambda(n) = \frac{1}{1 + e^{-a(n)}} \quad (3.129)$$

Sendo a equação de atualização $a(n)$, dada por:

$$a(n+1) = a(n) - \frac{\mu_a^2}{2} \frac{\partial e^2(n)}{\partial a(n)} \quad (3.130)$$

$$= a(n) - \frac{\mu_a^2}{2} \frac{\partial e^2(n)}{\partial \lambda(n)} \frac{\partial \lambda(n)}{\partial a(n)} \quad (3.131)$$

$$= a(n) + \mu_a^2 e(n) [y_1(n) - y_2(n)] \lambda(n) [1 - \lambda(n)] \quad (3.132)$$

No segundo cenário, é realizada a minimização do erro de quarta ordem do filtro geral. A equação do parâmetro $a(n)$ é usada da seguinte forma:

$$a(n+1) = a(n) - \frac{\mu_{a^4}}{4} \frac{\partial e^4(n)}{\partial a(n)} \quad (3.133)$$

$$= a(n) - \frac{\mu_{a^4}}{4} \frac{\partial e^4(n)}{\partial \lambda(n)} \frac{\partial \lambda(n)}{\partial a(n)} \quad (3.134)$$

$$= a(n) + \mu_{a^4} e^3(n) [y_1(n) - y_2(n)] \lambda(n) [1 - \lambda(n)] \quad (3.135)$$

Onde μ_{a^2} e μ_{a^4} são as etapas de atualização do filtro geral para erros quadráticos e de quarta ordem, respectivamente.

De acordo com Ferrer *et al* (2013), o desempenho quadrado médio deve ser utilizado para o filtro de combinação convexa. O intervalo de $\lambda(n)$ deve ser limitado entre zero e um, pois o valor de $a(n)$ também é limitado. A Figura 15 apresenta o diagrama de blocos do método de combinação convexa.

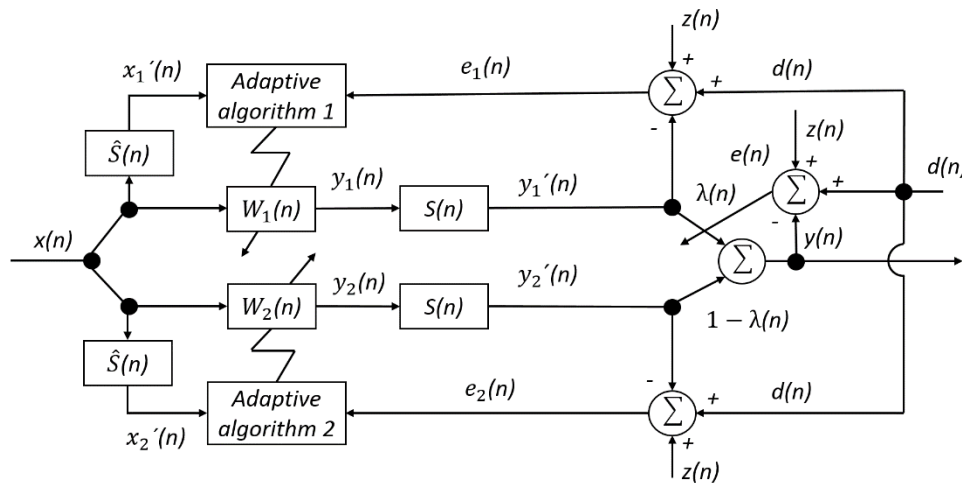


Figura 15: Diagrama de blocos da aplicação do método de combinação convexa.

3.4 Posicionamento de sensores e atuadores

Nesta seção serão apresentados conceitos necessários para realizar o correto posicionamento dos sensores e atuadores devido a características físicas e eletrônicas do sistema de controle.

3.4.1 Posicionamento dos sensores

O tempo de resposta do sistema de controle, que corresponde ao período de tempo para o processador de sinais receber a medição do sensor de referência, calcular um sinal de cancelamento e reproduzi-lo através da fonte secundária, é importante para o sucesso do controle ativo. Em outras palavras pode-se dizer que existe um atraso finito entre um instante de amostragem e o instante em que o sinal de controle é aplicado ao atuador (Dozio e Mantegazza, 2007). O atraso mencionado é devido as operações que o sistema de controle ativo deve efetuar como a conversão analógica/digital do sinal de referência, processamento pelo algoritmo de controle e conversão digital/analógica do sinal de controle.

Segundo Dozio e Mantegazza (2007) e Papini (2009) a implementação de um sistema para controlar sinais aleatórios ou transitórios deve ser causal que significa que processador deve completar o processamento do sinal de controle antes que o sinal a ser controlado chegue a localização da fonte secundária. Quando o atraso referente ao processamento do sinal é maior do que o tempo necessário para o ruído chegar a fonte secundária, o desempenho do sistema será substancialmente degradado. Isso acontece porque um controlador não-causal é incapaz de cancelar o ruído de banda larga. Quando o sistema de controle ativo é desenvolvido para atuar apenas em sinais periódicos o atraso previamente mencionado não interfere na atenuação, uma vez que mesmo se o sistema de controle ficar atrasado alguns períodos de tempo em relação ao sinal proveniente da fonte principal, ele irá conseguir atenuar o ruído (Papini, 2009).

Para se posicionar corretamente o alto-falante de controle em relação ao microfone de referência primeiramente é necessário definir qual tipo de ruído deverá ser atenuado. Em caso de ruídos tonais o atraso do sistema de controle não interferirá dando maior liberdade ao posicionamento dos atuadores, mas se o ruído for transiente o atraso deverá ser levado em consideração para o correto posicionamento do alto-falante de controle.

3.4.2 Posicionamento dos atuadores

Devido às características de propagação da onda sonora é possível observar regiões onde se tem pressão máxima e pressão mínima. Nos pontos onde a pressão é máxima a velocidade de partícula é mínima e nos pontos onde a pressão é mínima temos velocidade máxima de partícula (Papini, 2009). É possível fazer um paralelo desta variação de velocidade de partícula com a energia necessária a qual os alto-falantes de controle devem fornecer para realizar a atenuação do ruído. Um posicionamento ótimo do alto-falante de controle seria nas posições onde a velocidade de partícula é a menor e o mais próximo da fonte primária de ruído.

A velocidade ótima de volume pode ser calculada pela equação 3.40 apresentada abaixo.

$$Q_S = -Q_P \frac{1}{\cos(Kx_S)} \quad (3.136)$$

Onde, Q_P é a velocidade de volume da fonte principal, K o número da onda e x_S representa a distância relativa entre as fontes principal e secundária. O número de onde pode ser calculado pela equação 3.41.

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.137)$$

Sendo λ o comprimento de onda.

Calculando a razão entre a velocidade ótima de volume e a velocidade de volume da fonte principal é possível observar que para ondas de frequências com valores iguais aos múltiplos ímpares de um quarto de onda não é possível realizar o controle. Essas frequências são demonstradas no gráfico da Figura 16.

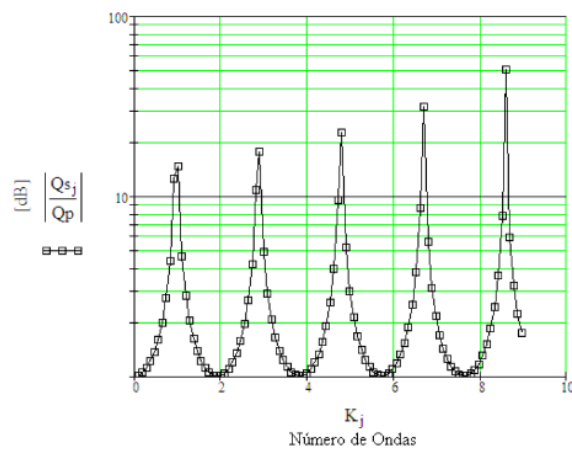


Figura 16: Razão entre a velocidade ótima de volume de duas fontes.

Fonte: Papini, 2009.

Esses pontos de picos podem ser calculados pela equação 3.42.

$$Kx_s = (2n - 1) \frac{\pi}{2} \quad (3.138)$$

Onde n são números inteiros.

Variando o valor de x_s , ou seja, a distância entre o alto-falante de controle e a fonte primária, é possível notar que para distâncias maiores a faixa de frequência onde o valor da razão entre as velocidades de partículas da fonte secundária e primária possui valor baixo, ficam cada vez mais estreitas. Por outro lado, quanto mais próximas as fontes, maiores são as faixas de frequências controláveis como pode ser observado na Figura 17.

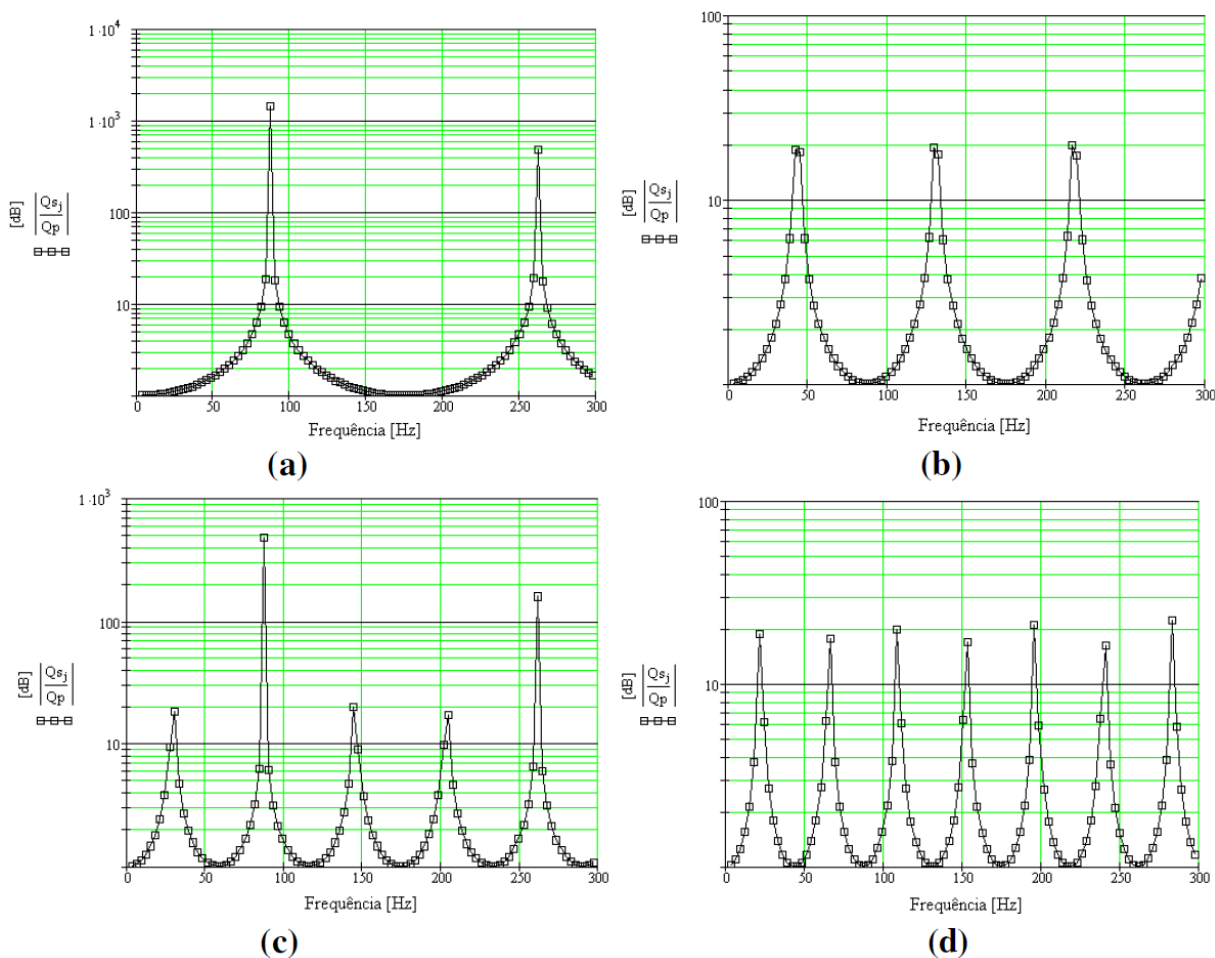


Figura 17: Análise das frequências passíveis de controle entre 150 e 200Hz, para uma velocidade de volume ótima entre 0 e 1, variando-se x_s : (a) $x_s = 1\text{m}$; (b) $x_s = 2\text{m}$; (c) $x_s = 3\text{m}$; (d) $x_s = 4\text{m}$.

Fonte: Papini, 2009.

Por esse fato é interessante posicionar o alto-falante de controle o mais próximo possível da fonte de ruído, mas caso fique muito próximo o *hardware* de controle pode não conseguir calcular o sinal de cancelamento antes que o ruído se propague e alcance o transdutor de controle. Um posicionamento adequado deve ser calculado levando essas duas informações em consideração, a velocidade de processamento e a frequência a ser atenuada.

3.5 Sistemas de controle ativo de ruído

Nesta seção serão abordadas algumas características dos equipamentos utilizados para o controle ativo de ruído.

3.5.1 Conversores analógico digital

A maioria das grandezas físicas da natureza são grandezas com variações contínuas, ou também chamadas de analógicas, como exemplo: temperatura, pressão, intensidade de luz e corrente elétrica. No presente nível de desenvolvimento da tecnologia, a eletrônica digital é a melhor maneira para se realizar o processamento e armazenagem de dados, sendo então necessários meios de se converter sinais analógicos em digitais (Crecrafte Gergely, 2002). Para um sistema digital de controle ativo de ruído que irá medir a perturbação acústica por meio da variação da pressão é necessário então converter esta grandeza contínua em dados digitais, para isso será utilizado um conversor analógico/digital. O processamento dos sinais será realizado no domínio digital, após o algoritmo calcular a resposta adequada esses dados deverão ser convertidos para o domínio analógico novamente, então será possível a interação da perturbação acústica com o sinal de controle.

A conversão do sinal analógico em digital consiste em realizar medições periódicas do sinal a ser amostrado guardando estes resultados (Elliott, 2001). Desta forma é obtido uma série de valores espaçados no tempo que representam o valor do sinal analógico no instante de amostragem. A Figura 18 representa um sinal analógico e seu equivalente digitalizado, sendo que o eixo x está representando o instante de amostragem e o eixo y o valor referente ao sinal digitalizado em número binário.

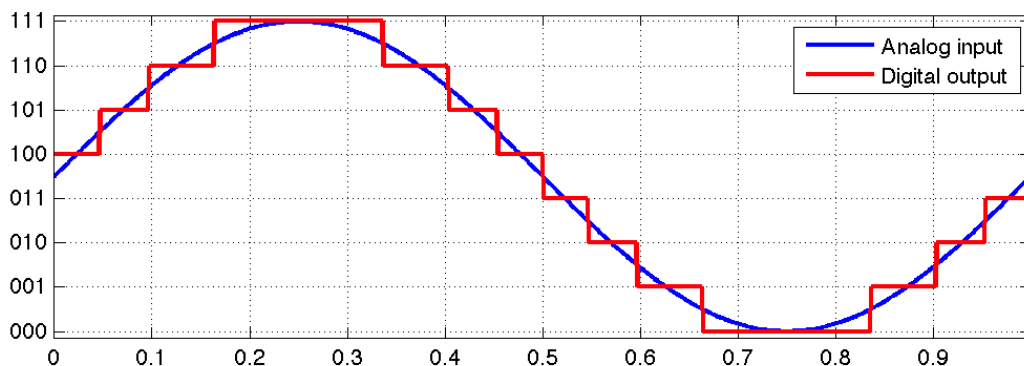


Figura 18: Representação de amostragem de sinal.

Na Figura 18 é possível observar que é perdido informação do sinal analógico entre as amostras realizadas pelo conversor. Quanto menor for o intervalo entre as amostras maior será a frequência possível de ser amostrada, segundo teorema de Nyquist, onde correlaciona a frequência de amostragem com a máxima frequência possível de ser representada sem mascaramento. Segundo Nyquist a frequência de amostragem deve ser pelo menos duas vezes maior que a maior frequência que se deseja amostrar. Porém, na prática é usual utilizar frequências de amostragem no mínimo seis vezes superior a maior frequência que se deseja analisar.

Segundo Elliott (2001) a correta escolha da taxa de amostragem é importante e implica em uma escolha entre desempenho e custo. Uma maior taxa de amostragem permite menores atrasos do sistema de controle, ou seja, o tempo decorrido entre a entrada do sinal no sistema de controle, seu processamento e a reprodução do sinal processado é menor. Isso permite um melhor desempenho no estado estacionário se a perturbação for de banda larga, mas exigirá um processador mais rápido e, portanto, mais caro. Ainda segundo Elliott (2001) é comum utilizar frequências de amostragem de 3 a 10 vezes maior que a frequência fundamental do ruído a ser atenuado quando este é periódico e até 100 vezes maior quando o ruído for aleatório.

Segundo Dozio e Mategazzi (2007) uma taxa de amostragem recomendada para o sistema de controle seria entre 3 e 20 vezes maior que a frequência fundamental do ruído a ser controlado. Caso a frequência de amostragem seja mal selecionada, ela afetará a estabilidade do sistema e a taxa de convergência, sendo que taxas de amostragem muito altas tendem a deixar o sistema

instável. Para sistemas de controle ativo de ruído, o intervalo de frequências de interesse está entre a faixa audível que se inicia em 20 Hz indo até 20.000 Hz, sendo que frequências maiores que 2000 Hz podem ser controladas satisfatoriamente por métodos passivos. Os sistemas ativos tipicamente são aplicados a ruído com frequências que variam de um a 2000 Hz tendo então sua frequência de amostragem entre 3 e 40.000 Hz (Dozio e Mategazzi, 2007).

Creecraft e Gergely (2002) apresentam alguns métodos de conversão analógico/digital e digital/analógico. As características destes diferentes métodos não serão abordadas por este trabalho pelo fato das plataformas de desenvolvimento comerciais não apresentarem a possibilidade do usuário escolher entre as diferentes metodologias existentes na literatura. Este trabalho irá apenas descrever as características principais presentes nos sistemas de processamento digital de sinais disponíveis comercialmente.

3.5.2 Digital signal processor (DSP)

DSP ou *digital signal processor* pode ser comparado a microprocessadores de uso geral, mas possuem características voltadas para o processamento digital de sinais. Uma das principais características dos *DSPs* é seu processamento em tempo real, essa característica sendo atribuída a sua arquitetura, possibilita realizar funções como adições, multiplicações e transferência de memória em paralelo. Essas características fazem da arquitetura *DSP* uma das mais utilizadas para o controle ativo de ruído, uma vez que processadores de uso geral possuem mais funcionalidades se comparado a um *DSP*, mas não possuem precisão suficiente para esta aplicação (Elliott, 2001).

Um sistema *DSP* pode receber e produzir sinais analógicos e/ou digitais dependendo de sua aplicação e normalmente possuem conversores analógico/digital e digital/analógico integrados em sua arquitetura. As entradas são provenientes de sensores e interface com o usuário, como teclados e botões. As saídas de sinais podem controlar atuadores e também a interface com usuário, como *displays* e *leds* indicadores (Wanhammar, 1999). Na Figura 19 é apresentada uma representação de um sistema utilizando *DSP*.

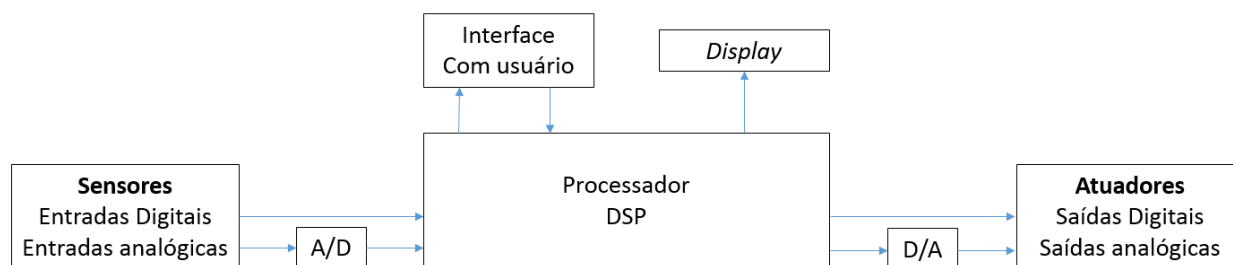


Figura 19: Sistema DSP típico.

Fonte: Adaptado de Wanhammar, 1999.

3.5.3 Field Programmable Gate Array (FPGA)

Field Programmable Gate Array (FPGA) são circuitos integrados que contém um grande número de células lógicas interligadas entre si através de uma rede de interconexões programáveis. A função lógica de cada célula e suas conexões são programadas pelo usuário formando um tecido de blocos com funções básicas que interligados formam circuitos lógicos mais complexos. *FPGAs* tem se tornado populares para implementação de circuitos digitais por vários fatores, entre eles, sua velocidade de processamento, consumo de energia e queda de seu custo (Farooq, 2012).

A Figura 20 mostra um exemplo de *FPGA* onde blocos lógicos configuráveis ou do inglês *conFigurable logic block (CLBs)* são posicionados em uma grade bidimensional e são interligados através de roteamentos programáveis. Blocos de entrada e saída de dados (*I/O*) são dispostos na periferia e também são selecionados através do roteamento programável (Farooq, 2012).

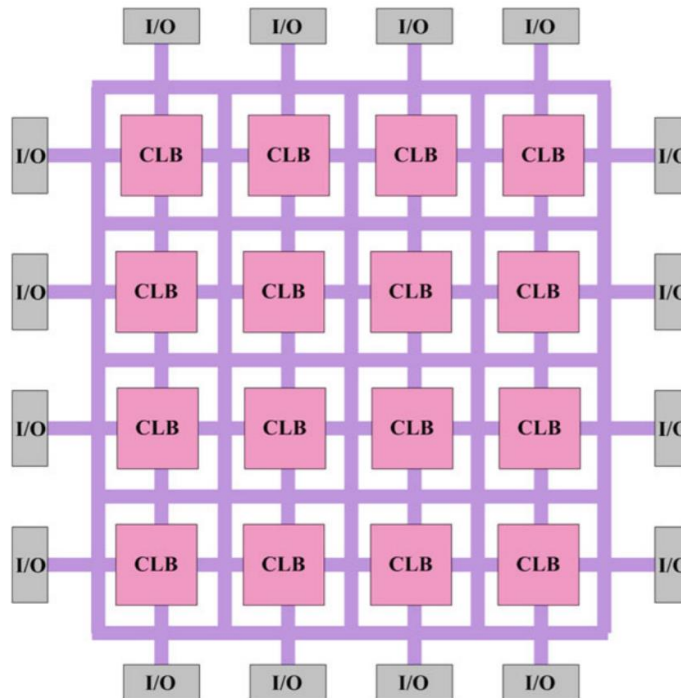


Figura 20: Estrutura típica de um FPGA.

Fonte: Farooq, 2012.

A possibilidade que os *FPGAs* oferecem de ser configurados pelo usuário implica em maior agilidade em se obter dispositivos específicos para realizar determinada tarefa. Essa característica supera, por exemplo, a tecnologia de fabricação de *chips DSP* que necessitam maiores investimentos para a fabricação de um novo modelo. Outra característica presente no *FPGA* é a possibilidade de processamento paralelo aumentando sua capacidade de processar sinais com baixo tempo de atraso diferente dos *chips DSP* onde poucas operações podem ser realizadas em paralelo (Farooq, 2012).

Dispositivos *FPGA* vem sendo utilizados em sistemas de controle ativo de ruído e vibração, como no trabalho de Leva e Piroddi (2011) que utilizaram a arquitetura para implementar o algoritmo *FxLMS* para atenuar vibrações multitonais de uma bomba turbo molecular de alto vácuo. Prakash et.al. (2016) estudou um sistema de controle de vibração ativa para estruturas de aeronaves usando *FPGA* e destacou a facilidade em se reconfigurar o sistema mesmo durante o tempo de execução.

4

ALGORITMO MC-ANC

Neste trabalho foram estudados quatro algoritmos de controle ativo de ruído. Como base para as primeiras avaliações do controle ativo de ruído, foi utilizado o algoritmo FXLMS apresentado no item 3.3.4. Utilizando este algoritmo foi iniciado o estudo do sistema ANC e foram realizadas as primeiras considerações a respeito dos parâmetros do sistema. O algoritmo FXLMS/F apresentado no item 3.3.5, foi implementado e comparado ao algoritmo FXLMS a fim de observar os possíveis ganhos que um algoritmo apresentado mais recentemente na literatura poderia trazer. Uma nova técnica como o método da combinação convexa (C-ANC) apresentado no item 3.3.10 também foi implementada e comparada aos demais algoritmos individuais. O quarto algoritmo a ser estudado é uma modificação proposta ao método da combinação convexa denominada MC-ANC (*Modified Combination - Active Noise Control*). O método da combinação convexa recebe este nome devido a característica de ser uma combinação linear em que os coeficientes de ponderação são não-negativos e somam um.

Analisando os dados iniciais, obtidos utilizando o algoritmo FXLMS que serão apresentados nos resultados das simulações no capítulo seis, é possível ver uma nítida influência do nível do sinal de erro ao desempenho do sistema ANC, sendo então proposto o algoritmo de combinação convexa modificado (MC-ANC). Este algoritmo consiste em uma alteração do método da combinação convexa, pensado devido a notável importância das amplitudes dos sinais de entrada do sistema ANC. Desta forma é proposta uma forma de maximizar a amplitude do sinal de erro para o algoritmo de controle ativo de ruído, mas evitando a não convergência do algoritmo.

Aplicando um ganho estático ao sinal de erro é possível aumentar a velocidade de convergência e melhorar o nível de atenuação, porém para este ganho estático, ele estará atrelado a limites inerentes ao algoritmo ANC, que se forem excedidos levará a não convergência do

sistema. O ganho a ser aplicado ao sinal de erro deve ser então dinâmico e ser aplicado gradativamente à medida em que o ruído é mitigado e assim, é possível a aplicação de ganhos maiores. No instante em que o sistema entra em funcionamento, o sinal de erro apresenta suas maiores amplitudes pois o algoritmo ANC ainda não efetuou interações suficientes para gerar um sinal de controle efetivo. Após algum tempo de funcionamento o sinal de erro tende a diminuir devido a ação do sistema ANC, então nesta fase de funcionamento do sistema se torna necessário o ganho adicional ao sinal de erro. Esta amplificação do sinal de erro entregará ao algoritmo um sinal de maior amplitude que acarretará em uma continuação da convergência do algoritmo com uma taxa elevada, levando a uma melhora na velocidade de convergência e no nível de atenuação.

Conhecendo o método da combinação convexa, que está apresentado no item 3.3.10, é possível ver a existência de um parâmetro denominado de Lambda (λ) responsável por ponderar a influência que cada algoritmo possui na saída do sistema ANC. Este parâmetro varia em função do nível de erro do sistema ANC. No instante em que o sistema de controle ativo de ruído é colocado em funcionamento essa variável assume o valor zero, tendo seu valor atualizado a cada interação do algoritmo até alcançar o valor unitário, caso o sistema consiga mitigar o ruído. O parâmetro Lambda consiste então em um dosador responsável por definir um maior ou menor peso de cada um dos dois algoritmos que estão sendo combinados. Na Figura 21 é apresentado um exemplo da variação do parâmetro λ durante o funcionamento do sistema de controle ativo de ruído.

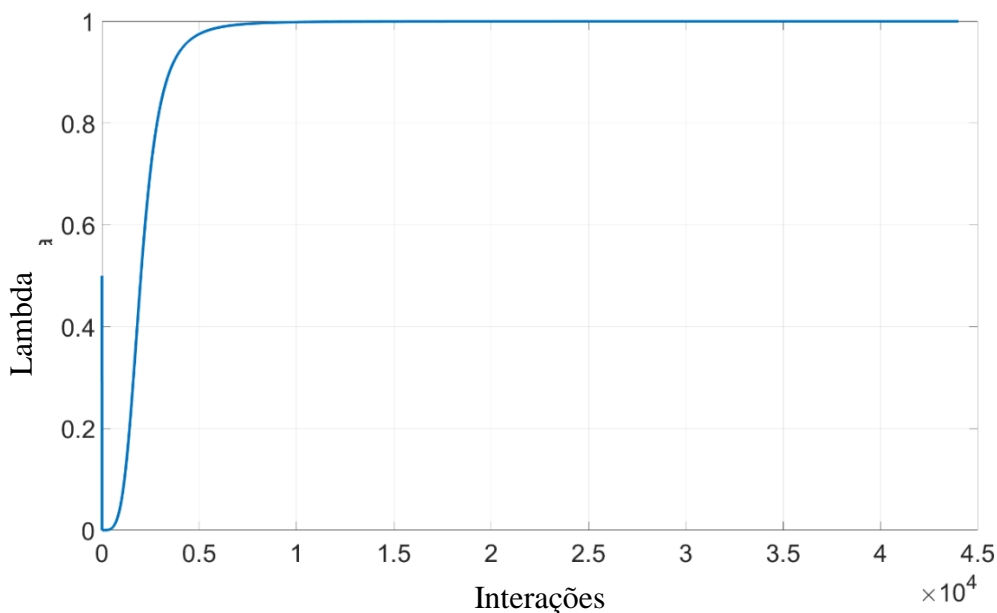


Figura 21: Comportamento do parâmetro λ (n) durante a operação do sistema ANC.

Aproveitando a variação de Lambda, pode ser aplicado um ganho variável ao sinal de erro de um dos algoritmos que estão sendo combinados. No instante em que o sistema ANC é iniciado não ocorre variação da amplitude do sinal de erro. À medida que o sistema passa a reduzir o sinal de erro e o valor de Lambda passa a se encaminhar para o valor 1, também é aplicado um ganho ao sinal de erro do filtro 1. Desta forma, a amplitude do sinal de erro não excede os limites inerentes dos algoritmos, já que, a amplificação ocorre apenas quando o sinal de erro já sofreu uma redução decorrente o funcionamento do sistema de controle ativo. O valor máximo para o ganho ϕ possível de ser aplicado é definido de acordo com o tipo de sinal a ser controlado e também é dependente dos parâmetros do algoritmo. Desta forma, o erro do primeiro algoritmo de controle ativo que compõem a combinação convexa pode ser calculado pela equação 4.1.

$$e_1(n) = [d(n) - y_1(n)][1 + \phi\lambda(n)] \quad (4.1)$$

Onde $e_1(n)$ é o erro a ser utilizado para atualizar os coeficientes do filtro 1; $d(n)$ é o sinal de referência; $y_1(n)$ é o sinal de controle do filtro 1; ϕ é um número pelo qual o sinal de erro será multiplicado; $\lambda(n)$ é o parâmetro dosador do método da combinação convexa.

Como será amplificado apenas o erro a ser utilizado no cálculo da atualização dos coeficientes de um dos algoritmos que compõem o método da combinação convexa, os demais cálculos para outros parâmetros do método não são afetados. De qualquer forma esta ação implica em um aumento da velocidade de convergência e uma diminuição do ruído em estado permanente. Outra vantagem em ter um ganho dinâmico aplicado no método de combinação convexa é que, caso o algoritmo em que está sendo aplicado o ganho divirja, o nível do sinal de erro irá aumentar levando o parâmetro λ novamente a zero. Caso λ tenha valor zero, o sinal de controle do sistema ANC será composto completamente pela saída do algoritmo que não teve seu sinal de erro amplificado, aumentando a possibilidade do sistema como um todo não divergir. Desta forma o algoritmo completo do método da combinação convexa modificado, utilizando dois algoritmos FXLMS/F será:

INÍCIO

Escolher valores fixos para os parâmetros: $\phi, \phi, \mu_a, \sigma^+, \mu_1, \mu_2$; sendo $(\mu_1 > \mu_2)$

Iniciar parâmetros $\mathbf{w}(0)=0, a_0=0, \lambda_0=0$

Iniciar loop para processo adaptativo:

$$\begin{aligned} y_1 &= \mathbf{w}_1^T(n)\mathbf{x}(n), y_2 = \mathbf{w}_2^T(n)\mathbf{x}(n), y_1'(n) = y_1(n) * s(n), y_2'(n) = y_2(n) * s(n) \\ y'(n) &= \lambda(n)y_1'(n) + (1 - \lambda(n))y_2'(n), d(n) = x(n) * p(n), e(n) = d(n) - y_2'(n) \\ e_1(n) &= [d(n) - y_1(n)][1 + \phi\lambda(n)], e_2(n) = d(n) - y_2'(n), x'(n) = x(n) * s(n) \end{aligned}$$

Se $a(n) \geq \sigma^+$

$$a(n) = \sigma^+$$

Se não

$$a(n) = -\sigma^+$$

Fim Se

Se $a(n) = \sigma^+$

$$\left\{ \begin{aligned} \mathbf{w}_1(n+1) &= \mathbf{w}_1(n) + \mu_1 \frac{e_1^3(n)}{e_1^2(n) + \phi} \mathbf{x}'(n) \\ \mathbf{w}_2(n+1) &= \lambda(n)\mathbf{w}_1(n) + (1 - \lambda(n))\mathbf{w}_2(n) + \mu_2 \frac{e_2^3(n)}{e_2^2(n) + \phi} \mathbf{x}'(n) \end{aligned} \right\}$$

Se não

$$\left\{ \begin{aligned} \mathbf{w}_1(n+1) &= \mathbf{w}_1(n) + \mu_1 \frac{e_1^3(n)}{e_1^2(n) + \phi} \mathbf{x}'(n) \\ \mathbf{w}_2(n+1) &= \mathbf{w}_2(n) + \mu_2 \frac{e_2^3(n)}{e_2^2(n) + \phi} \mathbf{x}'(n) \end{aligned} \right\}$$

Fim Se

$$a(n+1) = a(n) + \mu_a \left[\frac{e^3(n)}{e^2(n) + \phi} \right] (y_1'(n) - y_2'(n)) \lambda(n)(1 - \lambda(n))$$

$$\lambda(n+1) = \frac{1}{1 + e^{-a(n+1)}}$$

FIM

Para a definição dos parâmetros iniciais, tais como o valor do passo de atualização, é importante considerar algumas limitações. Como o passo de atualização tem grande relevância na convergência do sistema, uma análise de estabilidade é importante de ser feita. Como neste trabalho foi utilizado dois algoritmos FXLMS/F, cada um pode ser implementado com passos de atualização diferentes. Para iniciar o sistema MC-ANC, um passo maior, μ_2 é escolhido para aumentar a velocidade de convergência. Para melhorar o nível de atenuação no estado estacionário, uma pequena etapa de atualização, μ_1 , é usada. Como μ_2 sempre necessitou ser maior que μ_1 , a análise de estabilidade será realizada apenas para o segundo filtro.

Considerando a equação de atualização dos coeficientes do segundo filtro:

$$\mathbf{w}_2(n+1) = \mathbf{w}_2(n) + \mu_2 \frac{e_2^3(n)}{e_2^2(n)+\phi} \mathbf{x}'(n) \quad (4.2)$$

Onde \mathbf{x}' é o vetor que contém os valores do sinal de referência filtrado e considerando que \mathbf{w}_0 é o vetor que contém os pesos ideais do filtro adaptativo. Aproximadamente o valor de $d(n)$ será:

$$d(n) = \mathbf{w}_0^T \mathbf{x}'(n) \quad (4.3)$$

O vetor de erro pode ser definido como:

$$\mathbf{v}(n) = \mathbf{w}_0 - \mathbf{w}(n) \quad (4.4)$$

Subtraindo \mathbf{w}_0 dos dois lados da Equação 4.2 temos:

$$\mathbf{v}(n+1) = \mathbf{v}(n) - \mu \left[\frac{e^3(n)}{e^2(n)+\phi} \right] \mathbf{x}'(n) \quad (4.5)$$

Tomando a estimativa do quadrado da norma l_2 em ambos os lados, obtemos:

$$\vartheta(n+1) = \vartheta(n) + \mu^2 E \left\{ \left[\frac{e^3(n)}{e^2(n)+\phi} \right]^2 \|\mathbf{x}'(n)\|^2 \right\} - 2\mu E \left\{ \frac{e^3(n)}{e^2(n)+\phi} \mathbf{v}^T(n) \mathbf{x}'(n) \right\} \quad (4.6)$$

Onde $\vartheta(n) = E\{\|\mathbf{v}(n)\|^2\}$ é o desvio quadrado instantâneo do vetor de pesos. A fim de obter a convergência monotônica e a estabilidade, $\vartheta(n+1)$ deve ser menor que $\vartheta(n)$. Assim, os limites para o tamanho do passo μ podem ser derivados como $\vartheta(n+1) - \vartheta(n) < 0$

$$\begin{aligned}
&\rightarrow \mu^2 E \left\{ \left[\frac{e^3(n)}{e^2(n) + \phi} \right]^2 \|\mathbf{x}'(n)\|^2 \right\} - 2\mu E \left\{ \frac{e^3(n)}{e^2(n) + \phi} \mathbf{v}^T(n) \mathbf{x}'(n) \right\} < 0 \\
&\rightarrow \mu^2 E \left\{ \left[\frac{e^3(n)}{e^2(n) + \phi} \right]^2 \|\mathbf{x}'(n)\|^2 \right\} < 2\mu E \left\{ \frac{e^3(n)}{e^2(n) + \phi} \mathbf{v}^T(n) \mathbf{x}'(n) \right\} \quad (4.7) \\
&\rightarrow 0 < \mu < 2 \frac{E \left[\frac{e^4(n)}{e^2(n) + \phi} \right]}{\left[\frac{e^3(n)}{e^2(n) + \phi} \right]^2 \|\mathbf{x}'(n)\|^2}
\end{aligned}$$

Com a suposição de que:

$$\mathbf{v}^T(n) \mathbf{x}'(n) = (\mathbf{w}_0 - \mathbf{w}(n))^T \mathbf{x}'(n) \approx d(n) - y(n) * s(n) = e(n) \quad (4.8)$$

Em relação aos algoritmos tradicionais como o FXLMS ou mesmo o algoritmo FXLMS/F, o algoritmo MC-FXLMS/F possui um maior número de operações requeridas a cada interação. Isso se deve ao fato de que o algoritmo MC-ANC utiliza duas implementações diferentes do algoritmo ANC, além de operações responsáveis pelo cálculo da dosagem de cada uma das saídas dos diferentes algoritmos. Quando o algoritmo MC-ANC é comparado ao algoritmo C-ANC, um aumento de duas multiplicações e uma adição por interação são observados. Este aumento é pequeno, quando comparamos apenas os dois algoritmos de combinação convexa, o que mostra a possibilidade da aplicação do algoritmo MC-ANC em situações onde o algoritmo C-ANC é aplicado.

A Tabela 4.1 mostra a complexidade computacional do algoritmo proposto em comparação com outros algoritmos ANC. Nesta tabela, o comprimento do filtro referente ao caminho secundário é representado pela letra M. L_1 e L_2 são os comprimentos dos filtros adaptativos 1 e do filtro 2, respectivamente.

Tabela 4.1: Comparação da complexidade computacional dos algoritmos ANC.

Algoritmos	Multiplicações	Divisões	Adições/Subtrações
FXLMS	$2L+2M+1$	No	$2L+2M-2$
FXLMS/F	$2L+2M+4$	1	$2L+2M-1$
C-FXLMS/F	$2(L_1+L_2)+3M+17$	4	$2(L_1+L_2)+3M+5$
MC-FXLMS/F	$2(L_1+L_2)+3M+19$	4	$2(L_1+L_2)+3M+6$

5

METODOLOGIA

Neste capítulo serão apresentadas as metodologias para realizar as simulações utilizando os algoritmos ANC. Por fim são apresentadas as metodologias para realizar a implementação do algoritmo de controle ativo de ruído em um controlador *FPGA* através do *software LabView*. A implementação inicialmente foi desenvolvida para um caso sem escoamento e posteriormente o sistema ANC foi aplicado na situação com escoamento.

5.1 Simulações realizadas

Nesta seção serão apresentadas as simulações utilizadas para avaliar diferentes algoritmos de controle ativo de ruído, aplicados em diferentes condições.

5.1.1 Simulação computacional de controle ativo de ruído considerando atraso puro

Simulações aplicando diferentes condições de funcionamento foram realizadas para mostrar o comportamento do sistema *ANC* mediante situações de atrasos em seus sinais, número de coeficientes do filtro e faixa de frequência do ruído. O algoritmo *FXLMS* foi implementado no software *MATLAB* para avaliar a influência de atrasos dos sinais de erro e do sinal de controle. Atrasos nos sinais de entrada e saída do algoritmo *FXLMS* podem ocorrer devido a conversão do sinal analógico para o digital, atrasos referentes ao processamento dos dados e devido a posição dos transdutores ao longo do caminho de propagação da onda sonora. Segundo Gaur e Gupta (2016), o atraso entre os sinais de entradas e saídas no algoritmo *FXLMS* pode causar instabilidade e perda de eficiência do sistema *ANC*. Para avaliar as implicações do atraso puro no sistema *ANC*, realizou-se uma simulação computacional capaz de alterar o instante em que a informação

referente ao sinal de erro realimentava o algoritmo e também o instante em que o sinal de controle poderia interagir com o ruído principal. Para quantificar o atraso aplicado aos sinais, foi escolhido o número de interações que o algoritmo deveria executar antes que os sinais de entrada e saída pudessem ser utilizados. O número de coeficientes utilizados pelo filtro FIR também teve seu valor alterado durante as simulações, sendo possível assim observar a influência do comprimento do filtro no sistema ANC.

As simulações ocorreram recriando diferentes configurações de posições dos transdutores. Considerando uma onda sonora propagando a partir da fonte primária, esta onda se propaga até a fonte de controle decorrendo assim um tempo proporcional a distância entre a fonte primária e de controle. Na posição da fonte de controle, o ruído propagante, interage com o sinal de controle e a resultante do somatório dos dois sinais continuam propagando até o sensor de erro, demandando de mais alguns instantes. A simulação no software MatLab aqui proposta, visa recriar tais atrasos referentes a propagação da onda sonora.

Para implementar a simulação, primeiramente utilizou-se as equações referentes ao algoritmo FXLMS já apresentadas no capítulo três. Para modelar um ruído tonal propagando em um tubo, foi utilizada a equação proposta por Munjal (1987) como apresentado no apêndice. Para simular a propagação do ruído foi utilizado um vetor atualizado a cada interação do algoritmo ANC. Inicialmente o vetor possuía valor zero em todas as suas posições, ao iniciar a simulação a primeira posição do vetor assume o valor referente ao ruído de excitação. A cada interação os valores avançam uma posição do vetor e um novo valor é calculado para a primeira posição. Este método possibilita a utilização de sinais de excitações calculados, como o caso de ruídos senoidais, e também ruídos gravados em situações reais.

De acordo com a condição requerida em cada simulação computacional, o algoritmo FXLMS poderia acessar os valores contido no vetor apenas após um número determinado de interações, havendo assim, atrasos entre o instante em que o sinal de referência foi adquirido e o instantes em que o sinal de controle poderia interagir com o ruído principal. Seguindo está lógica o sinal de erro só realimentaria o algoritmo após algumas interações, simulando o tempo necessário para o ruído principal e o ruído de controle propagar até a posição do microfone de erro. Na Figura 22 são apresentados os valores do vetor de propagação, em instantes diferentes da propagação de uma onda senoidal.

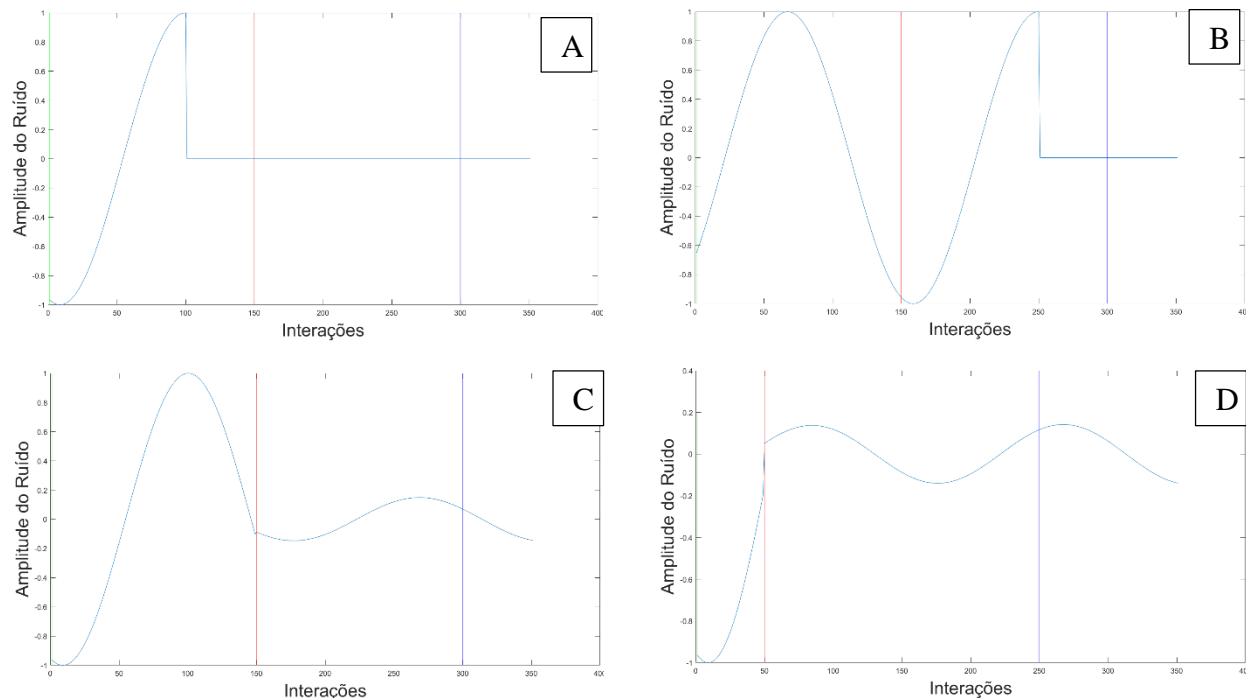


Figura 22: Representação do vetor de propagação em diferentes configurações de atraso. a) Instante onde o ruído não propagou o suficiente para alcançar a posição de controle; b) Instante onde o ruído não propagou o suficiente para alcançar a posição de aquisição do sinal de erro; c) Instante mostrando durante a simulação d) Simulação mostrando configuração diferente de atraso.

Na Figura 22 é possível observar onde os dados referentes ao ruído ingressam no vetor, esse ponto é representado pela linha verde ao início do gráfico. A linha verde também representa um ponto análogo ao microfone de referência, sendo assim o instante em que o algoritmo FXLM começa a perceber o ruído a ser mitigado. A linha vertical vermelha representa o instante em que o algoritmo pode interagir com o ruído principal, realizando a soma do ruído principal ao sinal de controle. Por fim, a linha azul representa o número de interações decorridas até o sinal de erro realimentar o sistema ANC. De modo geral o eixo das abcissas é equivalente ao tempo decorrido e o eixo das ordenadas representa a amplitude do ruído propagante. A parte A da Figura 22 representa uma situação onde o ruído ainda não se propagou o suficiente para alcançar o alto-falante de controle. Na parte B da Figura 22 é representado uma situação onde o ruído não se propagou o suficiente para alcançar o sensor de erro. Nesta situação o sistema ANC ainda não está mitigando o ruído devido o valor do sinal de erro ser zero. A parte C da Figura 22 representa uma situação onde o sistema de controle ativo encontra-se em funcionamento. O ruído propaga sem

interferência até o instante representado pela linha vermelha onde ocorre a interação com o sinal de controle, causando uma redução na amplitude do ruído. A parte D da Figura 22 apresenta um sistema já em funcionamento, mas com uma configuração diferente de atraso.

Para cada configuração de atraso foram realizadas 50.000 interações do algoritmo de controle ativo. Após o término de uma simulação no software MatLab, as configurações de atraso dos sinais eram alteradas e novamente realizava-se 50.000 interações. A primeira configuração utilizada nas simulações foi considerando atraso zero nos sinais de controle e erro. Ao alcançar o número limite de interações de cada simulação, o atraso do sinal de erro era incrementado até o valor limite de 350 interações. Finalizando a simulação com valor limite de atraso para o sinal de erro, o atraso imposto ao sinal de controle era incrementado, o valor do atraso imposto ao sinal de erro era igualado ao sinal de controle e as simulações recomeçavam. Desta forma as simulações foram sendo realizadas até o atraso dos sinais de erro e de controle assumirem o valor 350 interações.

Previamente a cada simulação foi realizado a identificação do caminho secundário. A identificação procedeu reproduzindo um sinal do tipo ruído branco na posição do vetor referente ao sinal de controle em cada configuração de atraso. Para a identificação do caminho secundário foram utilizadas 50.000 interações do algoritmo LMS. O número de coeficientes do filtro utilizados para identificação seguiu o mesmo valor utilizado para o sistema de controle ativo de ruído, sendo então utilizados diferentes valores durante as simulações. O caminho secundário simulado foi aplicado utilizando um filtro FIR modificando o sinal de excitação e com coeficientes sugeridos por Kuo e Morgan (1996). A Figura 23 apresenta o diagrama de blocos referente ao processo da simulação computacional.

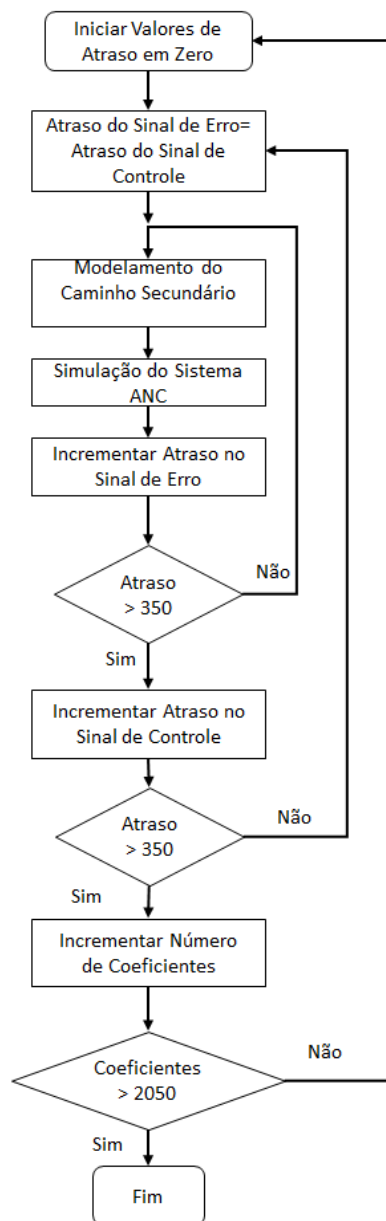


Figura 23: Diagrama de blocos da simulação de atraso puro.

Este algoritmo de simulação computacional foi utilizado em diferentes situações. Primeiramente para verificar a influência causada pelo atraso dos sinais de controle e sinais de erro ao algoritmo FXLMS com filtro de diferentes comprimentos. Esta metodologia também foi utilizada para testar outros algoritmos com outros tipos de excitação. O algoritmo da simulação está apresentado a seguir.

INÍCIO

Iniciar vetor nulo com 350 posições denominado *tubo*

Definir variável: *posição_alto_falante*=2

Definir variável: *posição_mic_erro*=3

Definir variável: *duração* =50000

Carregar ruído a ser utilizado e atribuir na variável *ruído*

Realizar loop 1 enquanto *posição_alto_falante* diferente de 349 e *posição_mic_erro* diferente de 350

Zerar todas as posições do vetor *tubo*

Executar função *identificação_caminho_secundário*

Realizar a convolução do vetor *ruído* com os coeficientes da *identificação_caminho_secundário*

Salvar o resultado da convolução no vetor *ruído_filtrado*

Iniciar variável *auxiliar* com valor 1

Realizar loop 2 enquanto *auxiliar* <= *duração*

Definir posição 1 do vetor *tubo* = posição *auxiliar* do vetor *ruído_filtrado*

Definir como sinal de referência do algoritmo ANC o valor da posição 1 do vetor *tubo*

Definir como sinal de erro do algoritmo ANC o valor da posição, *posição_mic_erro* do vetor *tubo*

Fazer uma interação do algoritmo ANC

Somar o resultado do algoritmo ANC ao valor da posição, *posição_alto_falante* do vetor *tubo*

Avançar em uma posição todos os valores do vetor *tubo*

Incrementar a variável *auxiliar*

Final loop 2

Incrementar variável: *posição_alto_falante*

Incrementar variável: *posição_mic_erro*

Final loop1

Apresentar resultados

FIM

FUNÇÃO *identificação_caminho_secundário*

Carregar ruído branco

Realizar convolução dos valores do ruído branco com coeficientes retirados da literatura

Salvar resultado da convolução no vetor *ruído_identificação*

Iniciar variável *auxiliar* com valor 1

Realizar loop 1 enquanto *auxiliar* <= *duração*

 Definir na posição, *posição_alto_falante* do vetor *tubo* o valor da posição *auxiliar* do vetor *ruído_identificação*

 Definir como sinal de referência do algoritmo LMS o valor da posição, *posição_alto_falante* do vetor *tubo*

 Definir como sinal de erro do algoritmo LMS o valor da posição, *posição_mic_erro* do vetor *tubo* somado com a saída anterior do algoritmo LMS

 Calcular a saída atual do algoritmo LMS

FINAL Loop 1

Zerar todas as posições do vetor *tubo*

FINAL FUNÇÃO *identificação_caminho_secundário*

5.2 Ensaios experimentais realizados

Nesta seção serão apresentados os ensaios experimentais realizados na planta de controle ativo de ruído. Serão exibidas as metodologias utilizadas para implementar os algoritmos de controle ativo de ruído no controlador *FPGA*, dos testes preliminares e dos testes finais com escoamento.

5.2.1 Desenvolvimento e implementação do algoritmo de controle ativo de ruído

Por ser amplamente difundido e utilizado devido sua robustez e simplicidade (Zech, 2017), o algoritmo *FXLMS* foi escolhido como ponto de partida para este trabalho. Após os primeiros testes, outros algoritmos foram implementados, como o *FXLMS/F*, o algoritmo de combinação convexa *C-FXLMS/F* e por fim propor um algoritmo denominado *MC-FXLMS/F*. Todos estes algoritmos foram implementados no *software LabView* e embarcado em um controlador *FPGA*. Após a implementação os algoritmos foram submetidos a diferentes situações para avaliar sua eficiência.

5.2.1.1 Sistema de controle

De acordo com o exposto no capítulo três, é desejável que o alto-falante de controle seja posicionado o mais próximo possível da fonte de ruído. Deste modo é possível se aproveitar de regiões onde a velocidade da partícula apresenta valores mais baixos para uma gama maior de frequências. Em contrapartida o alto-falante de controle deve ficar distante o suficiente para que o processador consiga calcular o ruído de cancelamento antes que o ruído proveniente da fonte primária se propague e alcance o alto-falante de controle. Deste modo quanto mais rápido for o processamento mais flexíveis serão as possibilidades de posicionamento dos alto-falantes de controle.

Neste trabalho foi utilizado um controlador *FPGA* (*field programmable gate array*) modelo cRIO 9014 da marca *National Instruments*. Este controlador foi cedido pelo departamento de Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Minas Gerais. O controlador cRIO 9014 é composto por um processador *Freescale MPC5200* de 400 MHz responsável por gerenciar o sistema e realizar comunicação via *ethernet* com o computador. O sistema possui memória volátil de 128 MB para

armazenar variáveis e outros parâmetros necessários durante a execução do programa, e uma memória não volátil, de 2 GB a ser utilizado para armazenar sua programação. O dispositivo também inclui um controlador *FPGA*, porém sem maiores informações fornecidas pela fabricante.

O controlador *FPGA* utilizado não possui entradas e saídas dedicadas desta forma, foi necessário a utilização de dois diferentes módulos. Para entrada utilizou-se o módulo NI 9234 e para saída NI 9263. O módulo NI 9234 possui quatro entradas com conectores *BNC* (*Bayonet Neil Concelman*) com taxa máxima de 51.200 amostras por segundo, conversores de 24 bits e filtros *anti aliasing* para cada canal. O sinal de entrada pode oscilar entre ± 5 V. O módulo NI 9263 apresenta quatro saídas analógicas independentes com taxa máxima de 100.000 amostras por segundo em cada canal e tensão de ± 10 V.

A programação deste controlador é realizada através do *software LabView* sendo possível destinar programações distintas para o processador e para o *FPGA*. Neste trabalho foi escolhido embarcar no *FPGA* os algoritmos de controle ativo de ruído e o processamento dos sinais de entrada e saída devido à característica de alta velocidade de processamento deste componente. O processador foi utilizado para efetuar a comunicação com o computador, enviando dados capazes de indicar como o sistema ANC está se comportando e recebendo comandos de controle como sinal de *reset*, valor do passo de atualização, número de coeficientes e configurações das portas de saída.

5.2.1.2 Programação do algoritmo

Para realizar a programação do *FPGA* foi utilizado o *software LabView* (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench). Este *software* tem como característica uma linguagem de programação gráfica baseada em fluxo de dados da fabricante National Instruments. Uma vantagem considerável em se utilizar este *software* juntamente com o *FPGA* escolhido é o fato dos dois serem do mesmo fabricante, garantindo sua compatibilidade. Existem outras soluções para a programação do processador *FPGA* como o *software VeriStand*, também da empresa National Instruments, que permite utilizar programas escritos no *software Simulink*. Porém, não se mostrou aplicável a este trabalho, uma vez que a utilização desta interface diminui

consideravelmente o desempenho do processador. O *software VeriStand* é compilado e embarcado no *FPGA*, realizando a interpretação do código escrito em outra linguagem, atuando como interface entre a programação e o *hardware*. Deste modo, boa parte do processamento fica destinado a tarefa de realizar a interface entre as duas linguagens de programação e uma pequena parte da capacidade do processador é destinada a execução do algoritmo, aumentando consideravelmente o tempo necessário para realizar o processamento dos dados.

Para realizar a implementação do algoritmo FXLMS, foram utilizados blocos já presentes no *software* como somas, multiplicações e filtros. Outros blocos necessitaram ser criados ou modificados para recriar as operações descritas nos algoritmos. Funções como ler e gravar dados da memória, mostraram demandar elevado tempo para serem executados, levando a necessidade de otimizar o algoritmo para que este fosse capaz de processar todos os dados em tempo hábil de realizar o controle do ruído. Durante a compilação da programação é verificado automaticamente, pelo compilador, o tempo necessário para que o código seja executado em relação a frequência de atualização das saídas. Caso o programa demande maior tempo do que o intervalo para atualizar a saída, o compilador informa que não é possível a execução do programa escrito. Programas muito extensos que demandam muito tempo de processamento não podem ser executados com taxas de atualização elevadas. A Figura 24 mostra a programação do bloco referente ao filtro adaptativo.

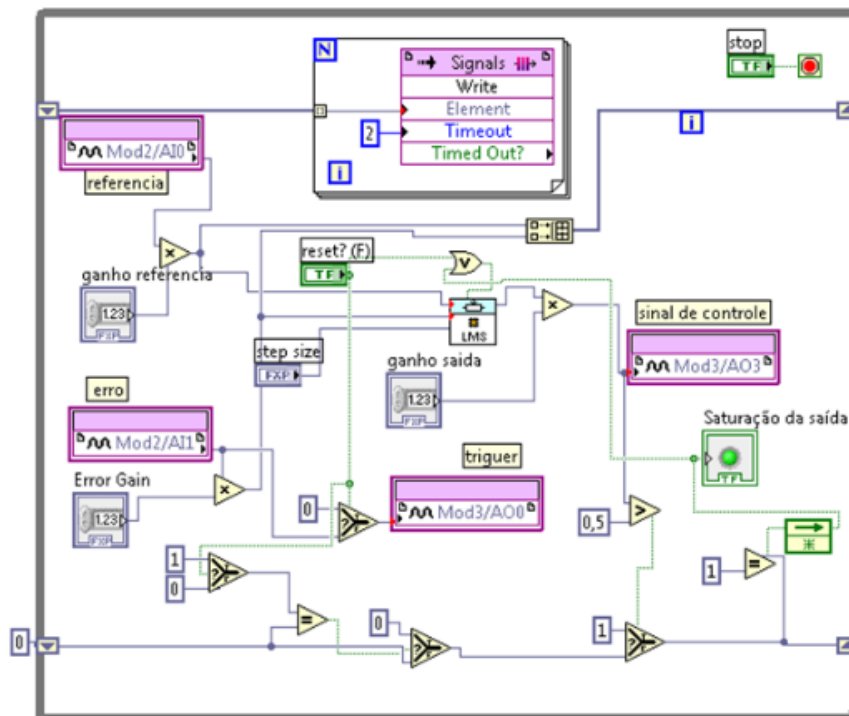


Figura 24: Programação em *LabView* de filtro adaptativo.

A comunicação entre o controlador *FPGA* e o computador onde eram apresentados os dados de funcionamento do sistema ANC, também necessitou de cuidados especiais. Dados como os armazenados em blocos de memórias do controlador não podem ser acessados diretamente. Funções de leitura de memória são necessárias, mas podem causar conflitos uma vez que o mesmo bloco de memória não pode ser acessado por mais de uma função de leitura simultaneamente. Considerando todas as características da programação, é possível dizer que este processo não é trivial e possui grandes variações de acordo com o *hardware* e *software* utilizados.

5.2.2 Controle ativo de ruído em tubo circular

Nas seções a seguir serão apresentadas as metodologias dos ensaios realizados, utilizando o sistema controle ativo de ruído. Inicialmente foram realizadas aplicações simples, utilizadas para consolidar o conhecimento sobre o processo de controle ativo de ruído. Aplicações na planta experimental foram desenvolvidas para avaliar a sensibilidade do algoritmo aos ganhos dos sinais de entrada e ao número de coeficientes utilizados nos filtros. Por último o sistema *ANC* foi aplicado em uma situação com escoamento de ar.

5.2.2.1 Ensaios do sistema ANC em tubo circular sem escoamento e variando frequência de excitação

A implementação do controle ativo de ruído foi aplicada em uma planta composta por um tubo com seção circular de 145 mm de diâmetro interno fabricado em *PVC* com comprimento de 4.200mm. Foram utilizados dois alto-falantes Bravox BA6SSP de 100 Watts rms cada, sendo um para reproduzir o ruído ou fonte primária, e outro para reproduzir o sinal de controle. O alto-falante de controle foi posicionado a 1,8m afastado da fonte primária de ruído, instalado em uma derivação do tubo principal em formato de *Y* como mostrado na Figura 25.

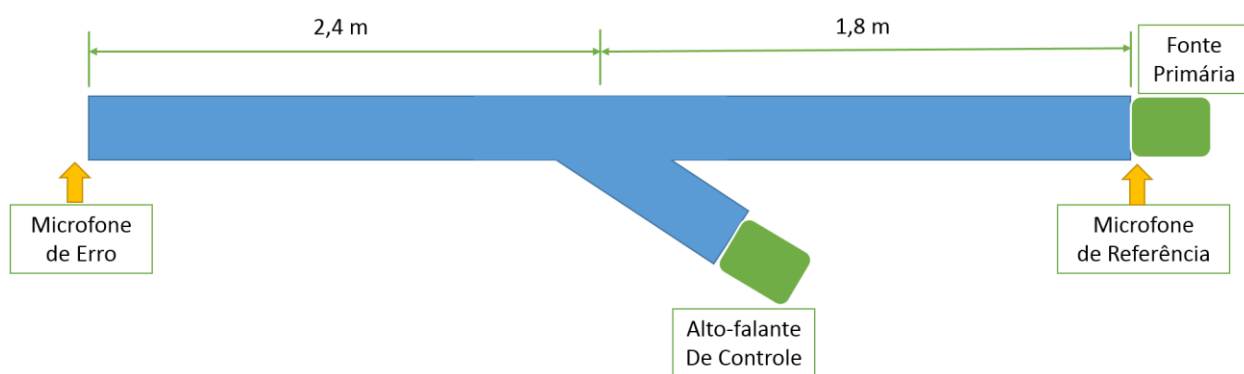


Figura 25: Planta experimental sem escoamento.

Dois microfones modelo ECM8000 da marca *Behringer* foram utilizados. Estes microfones são do tipo condensador com padrão de captação omnidirecional e necessitam de uma alimentação de 48 Volts conhecida como *phantom power*, sendo normalmente fornecida por um *mixer* de sinais de áudio. O microfone de referência foi posicionado em um furo presente na caixa acústica que contém o alto-falante da fonte primária. O segundo microfone utilizado para captar o sinal de erro foi posicionado ao final do tubo.

Para realizar a alimentação elétrica dos dois microfones foi utilizado um *mixer* da marca *Behringuer* modelo *Xenyx 802*. Um segundo *mixer* de marca e modelo semelhante foi utilizado para realizar o controle de volume dos sinais de ruído e sinal de controle. Pelo fato dos *mixers* serem estéreos é possível endereçar sinais específicos para suas duas saídas independentes, a primeira saída denominada de *L (left)* e a segunda denominada de *R (right)*. O sinal de cada microfone é endereçado separadamente para uma das duas saídas do *mixer 1*, saída *R* ou saída *L*, e então é ligado ao módulo de entrada NI9234 instalado no controlador *FPGA*. Foi escolhido

utilizar o canal de saída *L* do *mixer 1* e entrada 0 do módulo NI9234 para o sinal do microfone de referência. Para o sinal do microfone de erro foi utilizado o canal de saída *R* do *mixer 1* e entrada 1 do módulo NI9234.

O sinal de controle gerado através do algoritmo é convertido em sinal analógico pelo módulo de saída NI 9263 também instalado no controlador *FPGA*. Ele está ligado ao *mixer 2* que por sua vez está ligado a um amplificador da marca *Hot Sound* modelo Hs 1500 sx que alimenta os alto-falantes. Para estes primeiros ensaios foram utilizados ruído tonais gerados através do *software Test Tone Generation*, instalado em uma workstation da marca HP modelo Z220. Foi usado um cabo para conectar a placa de áudio do computador ao *mixer* de saídas onde foi roteado para o alto-falante primário. A Figura 26 mostra o esquema de ligação elétrica entre os componentes.

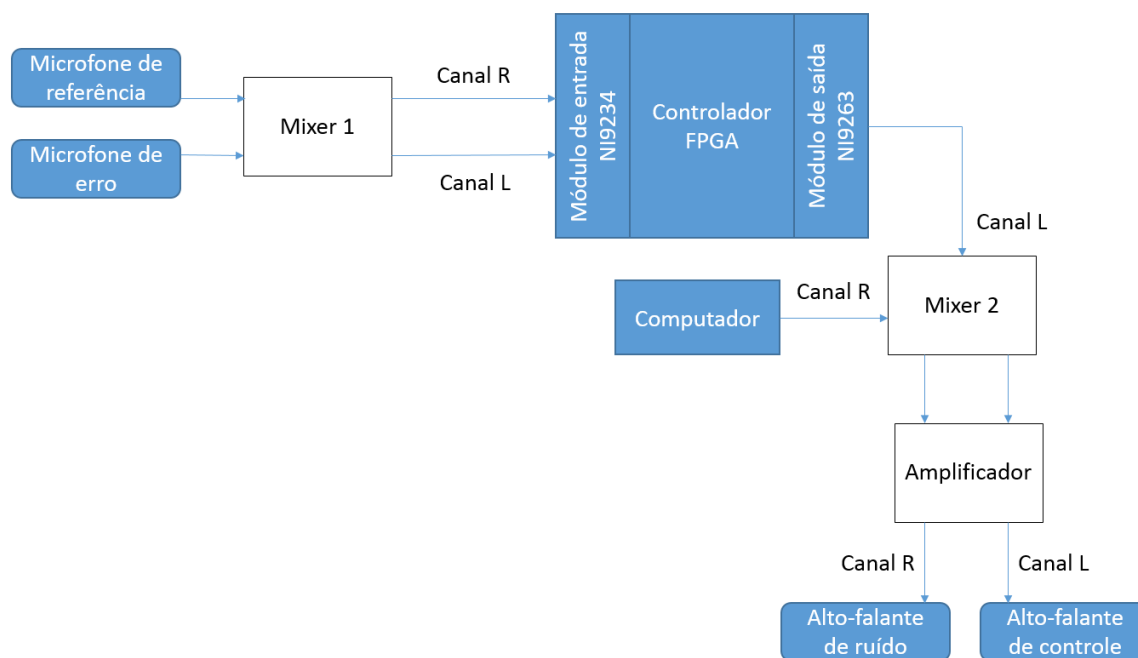


Figura 26: Montagem das ligações elétricas para teste em planta simples.

Foram utilizadas frequências entre 100 e 400 Hz em intervalos de 50 Hz com intuito de verificar a eficiência do sistema ANC em frequências diferentes. Este passo de variação da frequência do ruído foi escolhido para coincidir com frequências identificadas como controláveis e também frequências não controláveis na avaliação do posicionamento do alto-falante de controle (item 6.2.2). A avaliação da redução do ruído foi realizada medindo o sinal do microfone de erro.

O sinal do microfone de erro foi direcionado para duas saídas, a primeira sendo encaminhada para a entrada do controlador *FPGA* e a segunda para uma placa de aquisição *National Instruments* modelo NI USB 9162 com módulo NI 9234. Conhecendo o sinal proveniente do microfone de erro mediu-se o tempo gasto pelo algoritmo até a estabilização da redução e também o nível de atenuação do ruído.

A medição do tempo de estabilização e atenuação do ruído foi realizada tomando como base a tensão gerada pelo microfone. Devido aos vários estágios de ganho presentes no *mixer* e também desconhecendo a sensibilidade do microfone, mostrou-se mais simples realizar as análises através das leituras de tensão efetuadas pela placa de aquisição em substituição a pressão sonora. Na prática, a diferença entre se analisar a tensão ou pressão sonora é apenas a unidade, sendo os dois valores proporcionais. Desta forma, utilizando o sinal de tensão adquirido pela placa de aquisição foi ajustado uma curva polinomial de sexta ordem aos valores de cada ciclo de oscilação. Assim é obtido uma curva denominada curva de decaimento e seu valor é facilmente medido em todos os pontos.

O nível de atenuação alcançado pelo algoritmo foi calculado medindo a diferença entre o maior e o menor valor presente na curva de decaimento. O maior valor representa o instante onde o controle ativo de ruído ainda não havia sido ligado, seu menor valor representa seu nível de estabilização. A diferença entre os dois valores revela a atenuação alcançada no ensaio. O tempo de estabilização foi medido observando a passagem do tempo do início da atenuação até a estabilização. A Figura 27 mostra um exemplo de análise com as regiões de interesse para as medições.

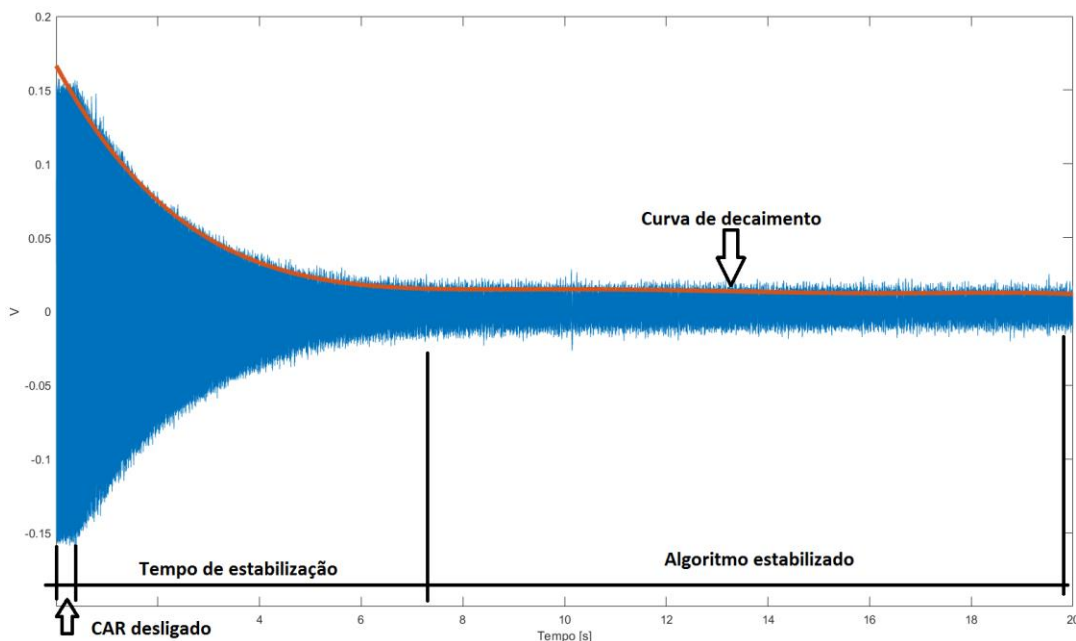


Figura 27: Exemplo de sinal obtido pelo ensaio do sistema ANC em planta simples.

5.2.2.2 Ensaio do sistema ANC em tubo circular sem escoamento e variando níveis dos sinais de entrada

Um ensaio visando avaliar a sensibilidade do sistema *ANC* aos ganhos dos sinais de entrada também foi aplicado na planta sem escoamento. Utilizando o algoritmo FXLMS, o procedimento experimental empregado consiste em reproduzir um ruído tonal pela fonte principal, ativar o sistema de controle e avaliar o nível de redução de ruído e o tempo necessário para tal redução. A avaliação de desempenho do sistema *ANC* foi realizada em diferentes configurações de ganho de sinal de erro e ganho de sinal de referência, bem como utilizando diferentes números de coeficientes para o filtro FIR. Os dados observados durante os testes foram: o sinal de referência e sinal de erro lido pelo *FPGA*, a variação da pressão sonora na posição de erro do microfone, o sinal de controle gerado pelo sistema *ANC* e o sinal de *trigger*, informando quando o sistema *ANC* estava em operação. A variação da pressão sonora foi medida através de um microfone BSWA MA 211 posicionado ao lado do microfone de erro do sistema. Todos os sinais observados foram adquiridos através de um sistema de aquisição de dados *cDaq* 9187 com duas placas conversoras A/D Ni 9234.

O gerenciamento dos testes foi realizado por um script escrito no *software MatLab*. Através da comunicação TCP/IP (*Transmission Control Protocol, Internet Protocol*), o *software MatLab* transmitiu ao *LabView* os ganhos que os sinais de erro e sinal de referência deveriam possuir, além de ligar e desligar o sistema ANC. O controle do sistema de aquisição de dados e processamento dos dados obtidos também foi realizado pelo *software MatLab*. Cada teste durou 15 segundos e o sistema de controle ativo iniciou sua operação aproximadamente dois segundos após o início da coleta de dados.

Antes de iniciar os testes, o valor pico-a-pico dos sinais que chegam aos conversores A/D foram calibrados em 2 V. Este valor foi escolhido arbitrariamente, mas esta ação é necessária para facilitar a manipulação desses sinais, para alcançar os valores requeridos em cada configuração de ganho testada. Na programação do controlador *FPGA* há controles de ganho dos sinais de entrada que podem ser alterados através do painel de controle ou da comunicação com o *MatLab*. Os valores utilizados para o ganho do sinal de referência resultaram em quatro patamares de entrada, 0,01; 0,02; 0,03 e 0,04 Volts. Na fase de planejamento deste ensaio foi observado que níveis maiores do sinal de referência causavam instabilidades do sistema ANC. Para cada nível do sinal de referência, o sinal de erro foi inicialmente ajustado para 0,01 Volts e teve incrementos de 0,02 V, até que o sistema de controle ativo não apresentasse mais convergência e como efeito colateral iniciasse a amplificar o ruído em vez de atenuá-lo. Após o esgotamento das possíveis variações de níveis dos sinais de referência e erro, o número de coeficientes do filtro *FIR* foi alterado e iniciado um novo ciclo. Foram testados filtros com 16, 32, 50, 100, 500, 1000, 1500 e 2000 coeficientes.

Após os testes, os dados obtidos em cada configuração foram processados. Para cada situação o nível de ruído antes da ativação do sistema ANC foi medido. Ao iniciar o algoritmo de controle ativo mediu-se o tempo necessário para que o sistema entrasse em regime permanente e também o nível de atenuação atingida. Foi considerado como nível de sinal residual, a média do nível calculado no último segundo do ensaio. Para avaliar a pressão sonora foram utilizados os sinais do microfone BSWA, posicionados ao lado do microfone referente ao sinal de erro do sistema ANC.

A atenuação do ruído foi calculada medindo a diferença entre o nível de ruído inicial, com o controle desligado, e o nível de ruído residual no final do teste. O nível inicial de todos os testes teve um valor de 103,7 dB *SPL* medido na posição do microfone de erro. O intervalo entre o

instante em que o sistema de controle ativo começou a operar até o momento em que a redução de ruído atingiu o nível considerado como ruído residual, foi considerado como o tempo de atenuação. A figura 28A representa a variação da pressão sonora ao longo do tempo. Na Figura 28B são mostradas duas linhas verticais e duas linhas horizontais. A linha horizontal verde representa o maior valor de *SPL* do ensaio. A linha horizontal vermelha representando o nível de *SPL* ao final do teste. A linha vertical verde representa o início da operação do sistema *ANC* e a linha vertical vermelha o momento em que a redução de ruído alcançou o nível considerado como residual.

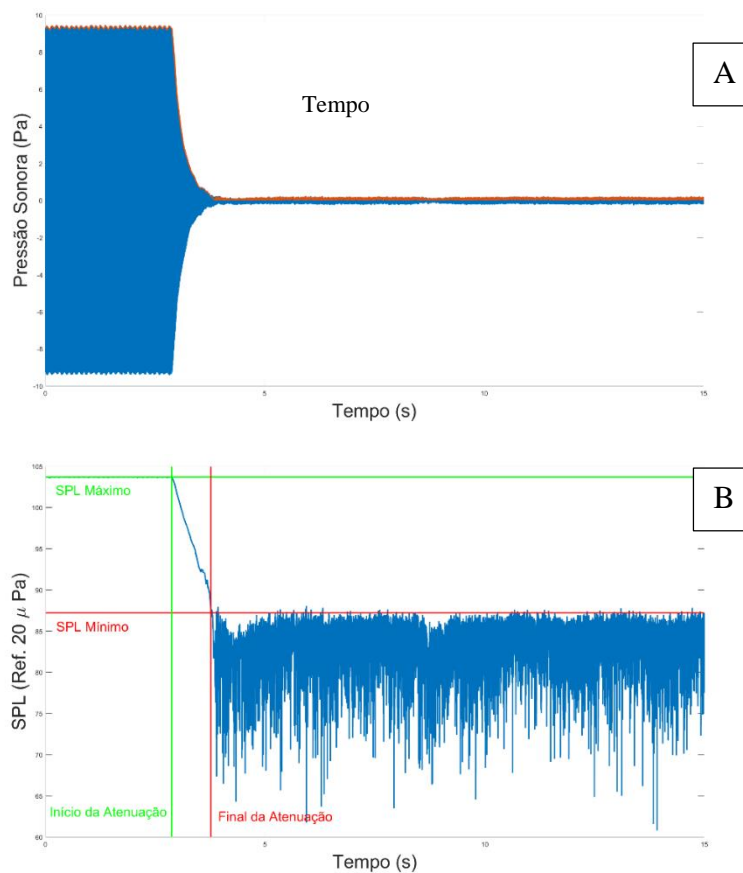


Figura 28: Avaliação da redução de ruído e tempo de atenuação.

5.2.3 Implementação do ANC em tubo circular com escoamento

Para criar uma condição de escoamento de ar a planta foi alterada e um ventilador radial foi acoplado substituindo o alto-falante da extremidade do tubo. O rotor do ventilador utilizado é composto por 11 aletas dispostas em um rotor. O rotor é acoplado diretamente a um motor WEG

trifásico de $\frac{1}{2}$ CV de potência. A montagem da planta experimental pode ser observada na Figura 29.

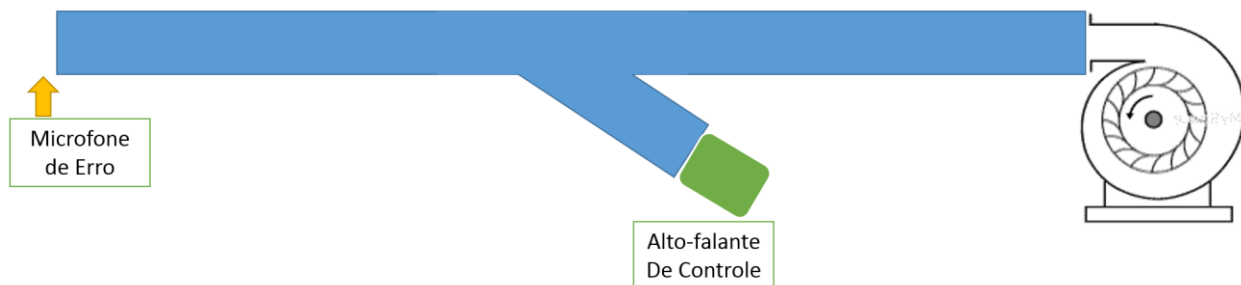


Figura 29: Montagem da planta de geometria simples com escoamento.

Nesta configuração não será mais utilizado um alto-falante para gerar ruído, tendo em vista que o ruído neste teste será proveniente do ventilador. O microfone de referência teve sua posição alterada, para esta montagem ele foi posicionado próximo a saída do ventilador através de um furo no duto de acoplamento. Foi verificada a eficiência do algoritmo de controle com velocidades de escoamento distintas e por consequência diferentes frequências do ruído. Para isso a rotação do ventilador foi alterada através do inversor de frequência, obtendo diferentes velocidades de escoamento do ar dentro do tubo e diversas frequências geradas pelo ventilador.

Os ensaios ocorreram configurando três frequências diferentes de saída do inversor. As frequências de 30, 40 e 60 Hz resultaram em 1980, 2640 e 3960 rpm no rotor.

Utilizando a equação 2.21 é possível calcular a frequência de passagem das pás, utilizando a rotação do rotor e o número de aletas presentes no rotor. Espera-se então observar a frequência de 363 Hz nas medições para se caracterizar o ruído gerado pelo ventilador quando o inversor de frequência for configurado para proporcionar uma saída 30 Hz, uma frequência de 484 Hz quando o inversor for configurado em 40 Hz e 726 Hz quando for utilizado 60 Hz.

Antes de realizar os ensaios com o sistema de controle ativo de ruído, foram realizados testes para verificar a influência do fluxo de ar nos transdutores. Foram realizadas medições na posição referente ao microfone de erro com o ventilador funcionando, testando diferentes posicionamentos. As medições foram realizadas utilizando um microfone BSWA modelo MA 211, conectado a uma placa de aquisição *National Instruments* modelo NI USB 9162 com módulo NI 9234, comunicando com o computador *MacBookPro* através da porta *USB* e tendo os dados

processados no *software MatLab*. Foi observado nestas medições a densidade espectral do sinal, a fim de saber as frequências geradas pelo ventilador e o ruído causado pelo escoamento em três velocidades diferentes do ventilador. Após estas primeiras medições onde o microfone foi posicionado diretamente exposto ao escoamento, utilizou-se um arranjo composto por um tubo de *PVC* com meia polegada de diâmetro e comprimento de 400 mm que teve seu interior preenchido de lã de *PET*, o microfone foi posicionado na extremidade do tubo. Pode ser observado na Figura 30 o posicionamento do microfone exposto diretamente ao escoamento, posicionado ao centro da seção do tubo e em sua lateral. A Figura 31 apresenta o microfone protegido, posicionado ao centro da seção do tubo e em sua lateral.

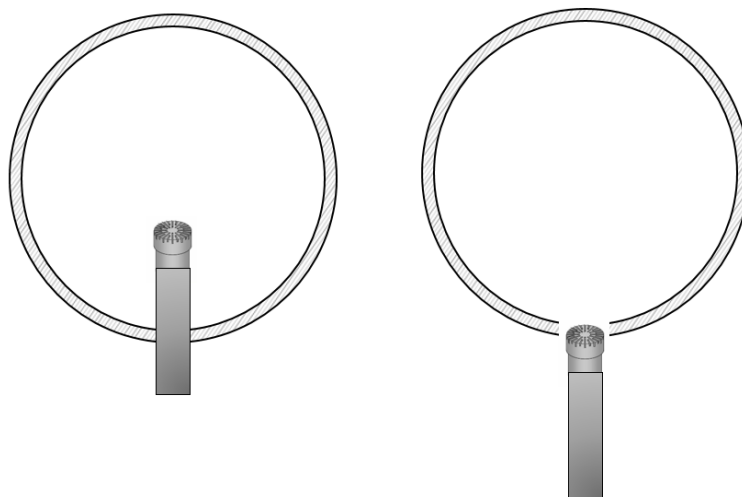


Figura 30: Posicionamento do microfone para caracterização do ruído em ensaio com escoamento.

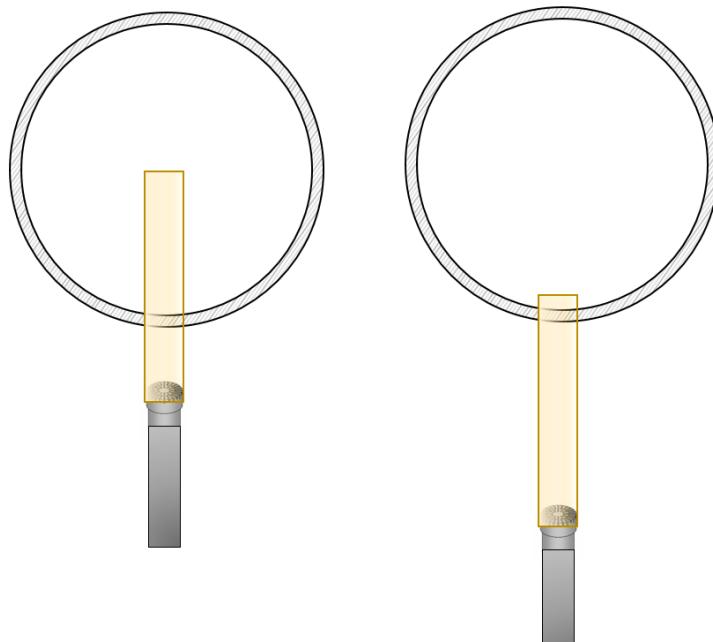


Figura 31: Posicionamento do microfone com arranjo para atenuar ruído de escoamento na caracterização do ruído em ensaio com escoamento.

Comparando as densidades espectrais das duas medições será decidido se o arranjo para atenuar ruídos de escoamento será necessário e se esta solução apresentada foi eficaz. Após estas medições preliminares foi aplicado o sistema de *ANC* visando mitigar o ruído referente a passagem das pás do rotor. Os parâmetros avaliados foram o nível de redução de ruído e o tempo necessário.

Prevendo uma degradação da eficiência do sistema *ANC* realizou-se uma alteração no algoritmo de controle ativo de ruído que consistiu em aplicar um filtro passa-baixa aos sinais dos dois microfones. O filtro passa-baixa foi implementado utilizando funções já existentes no *software LabView*, sendo necessário apenas informar a frequência de corte do filtro. Deste modo o sinal de referência e de erro levado ao algoritmo de controle é composto apenas por uma banda controlada de frequências. Esta modificação está apresentada na Figura 32 que exhibe o diagrama de blocos do controle ativo de ruído modificado.

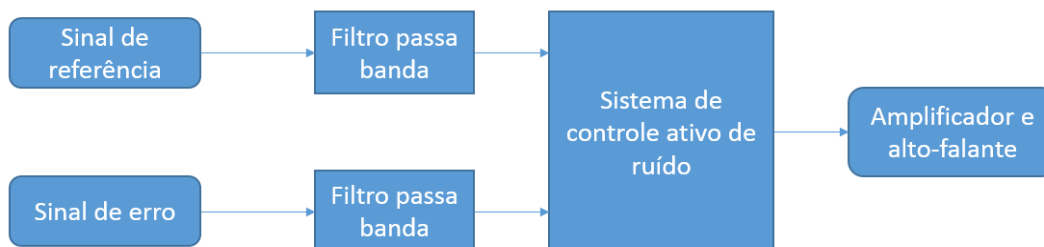


Figura 32: Diagrama de blocos do ANC com filtros passa banda.

Outra variação aplicada ao sistema ANC visa mitigar a possibilidade de ocorrer realimentação acústica entre fonte de controle e microfone de referência. Como apresentado no apêndice, a realimentação acústica consiste no ruído de controle ser captado pelo microfone de referência, podendo causar diminuição de eficiência e instabilidade ao algoritmo de controle. Um modo de evitar a realimentação acústica é substituir o microfone de referência por um sensor de rotação acoplado ao rotor do ventilador. Conhecendo a rotação do rotor é possível gerar uma onda senoidal de mesma frequência da BPF e utilizá-la como sinal de referência.

Para estudar a eficácia do uso de uma onda senoidal sintetizada em substituição a um sinal captado por microfone, será efetuado uma alteração nos sinais que alimentam o sistema ANC. Uma onda senoidal será gerada através do *software Test Tone Generation*, instalado em uma workstation da marca HP modelo Z220 e alimentará o sistema ANC em substituição ao sinal do microfone de referência. Utilizando o sinal de referência sintetizado foi observada a atenuação gerada pelo sistema na frequência escolhida. Como é esperado a atenuação de apenas uma frequência do espectro total do ruído, será avaliada a densidade espectral do sinal de microfone de erro antes do sistema de controle ativo entrar em funcionamento e após o sistema ser posto em atividade e estabilizar. O diagrama de blocos utilizado nesta modificação pode ser visualizado na Figura 33.

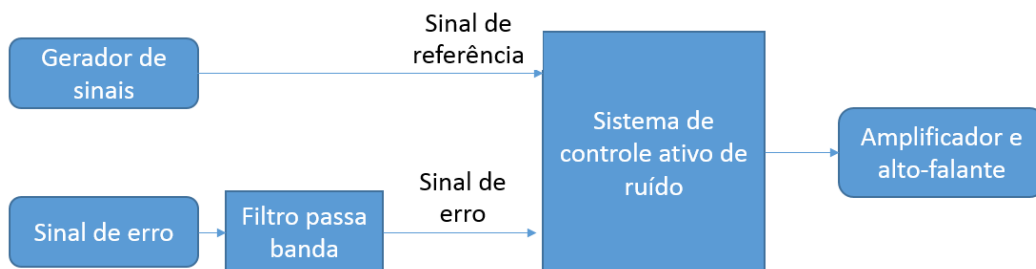


Figura 33: Diagrama de blocos do ANC com sinal de referência sintetizado.

6

Resultados e discussões

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos empregando as metodologias abordadas no capítulo anterior. Primeiramente serão apresentados os resultados das simulações avaliando diferentes parâmetros dos algoritmos ANC. Após, os ensaios na planta experimental realizados com e sem escoamento.

6.1 Simulações computacionais do controle ativo de ruído

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos pela implementação dos algoritmos de controle ativo de ruído em simulações computacionais utilizando o software MatLab. Foram estudadas as influências de parâmetros como comprimento do filtro, atrasos nos sinais de controle e de erro, ganhos dos sinais de referência e de erro e tipos diferentes de algoritmos.

6.1.1 Simulações avaliando comprimento do filtro em situações de atraso puro

Para as simulações utilizando tons puros foram estudadas as influências que parâmetros do sistema ANC utilizando o algoritmo FXLMS causam na velocidade de convergência e no nível de atenuação de ruído. Os parâmetros estudados nas simulações foram: tamanho do filtro, atraso entre o microfone de referência e a fonte de controle e também o atraso entre o microfone de referência e o microfone de erro. A Figura 34 apresenta as respostas das simulações, onde foram medidas as variações da velocidade de atenuação para diferentes valores de atraso do sinal de erro e tamanho do filtro. Nestas simulações foram utilizados filtros com o número de coeficientes variando entre 16 e 2500. Para o atraso do sinal de erro foram utilizados valores entre 2 e 350 interações do algoritmo ANC. Como excitação foi utilizado um sinal tonal.

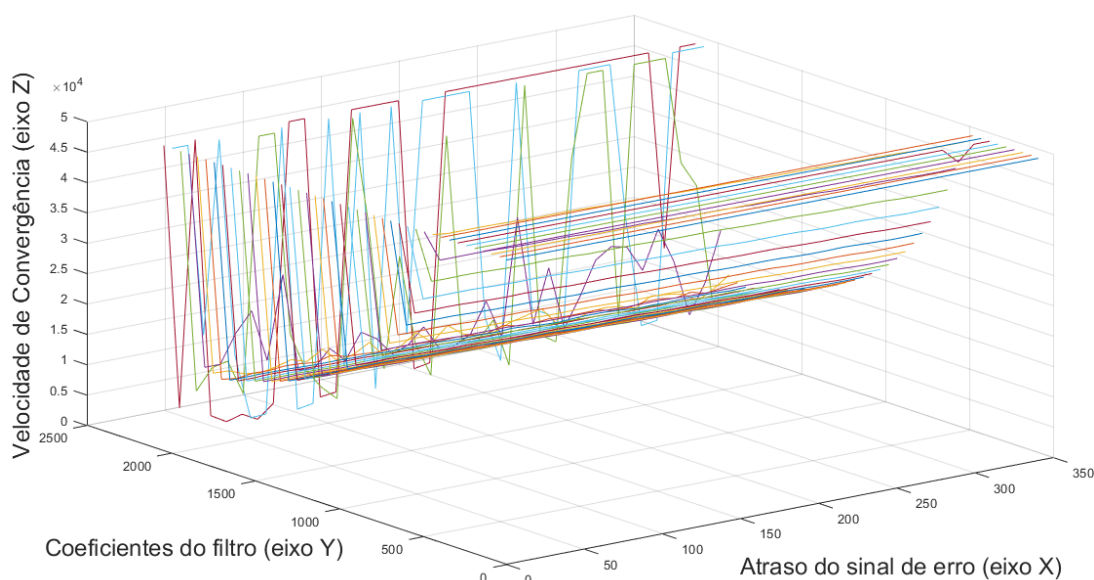


Figura 34: Variação da velocidade de convergência para variações do atraso do sinal de erro e tamanho de filtro.

Os resultados presentes na Figura 34 mostram que quanto maior o tempo de atraso do sinal de erro, torna-se necessário filtros com um maior número de coeficientes, para que o nível de atenuação de 30 dB seja atingido. O nível de atenuação de 30 dB começa a ser atingido antes que a simulação computacional atinja seu limite de 50.000 interações, apenas a partir de filtros com 500 ou mais coeficientes. Com o aumento do número de coeficientes a velocidade de convergência decresce até os ensaios que utilizaram 1910 coeficientes. Acima deste valor é possível observar que o sistema ANC passa a ficar instável e sua velocidade de convergência passa a aumentar em comparação as simulações que utilizam menos que 1910 coeficientes. Para filtros com números menores de 500 coeficientes, foram observados valores menores de nível de atenuação do que 30 dB, sendo assim, considerou-se que não atingiram o objetivo.

Para as simulações realizadas no *software* MatLab onde foram alteradas o atraso do sinal de controle e o número de coeficientes do filtro foram encontradas respostas semelhantes as encontradas na simulação variando o atraso do sinal de erro. Os resultados destas simulações são apresentados na Figura 35.

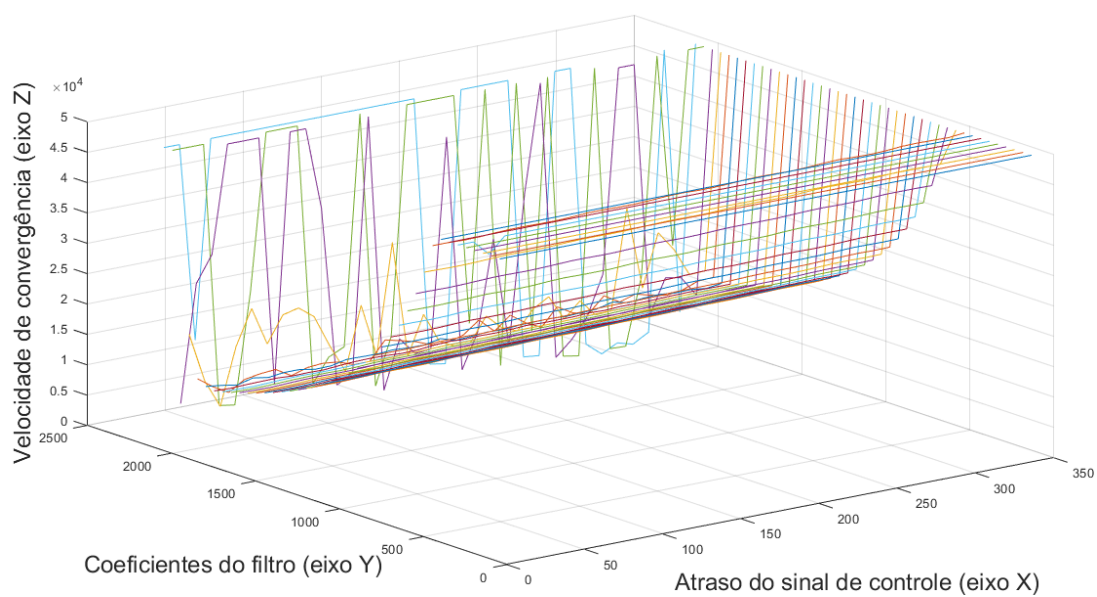


Figura 35: Variação da velocidade de convergência para variações do atraso do sinal de controle e tamanho de filtro.

Separando os ensaios pelo número de coeficientes dos filtros é possível explicitar a quantidade de coeficientes no qual o sistema passa a atingir o nível de atenuação desejada. Na figura 36 é apresentado a velocidade de atenuação para filtros com diferentes comprimentos.

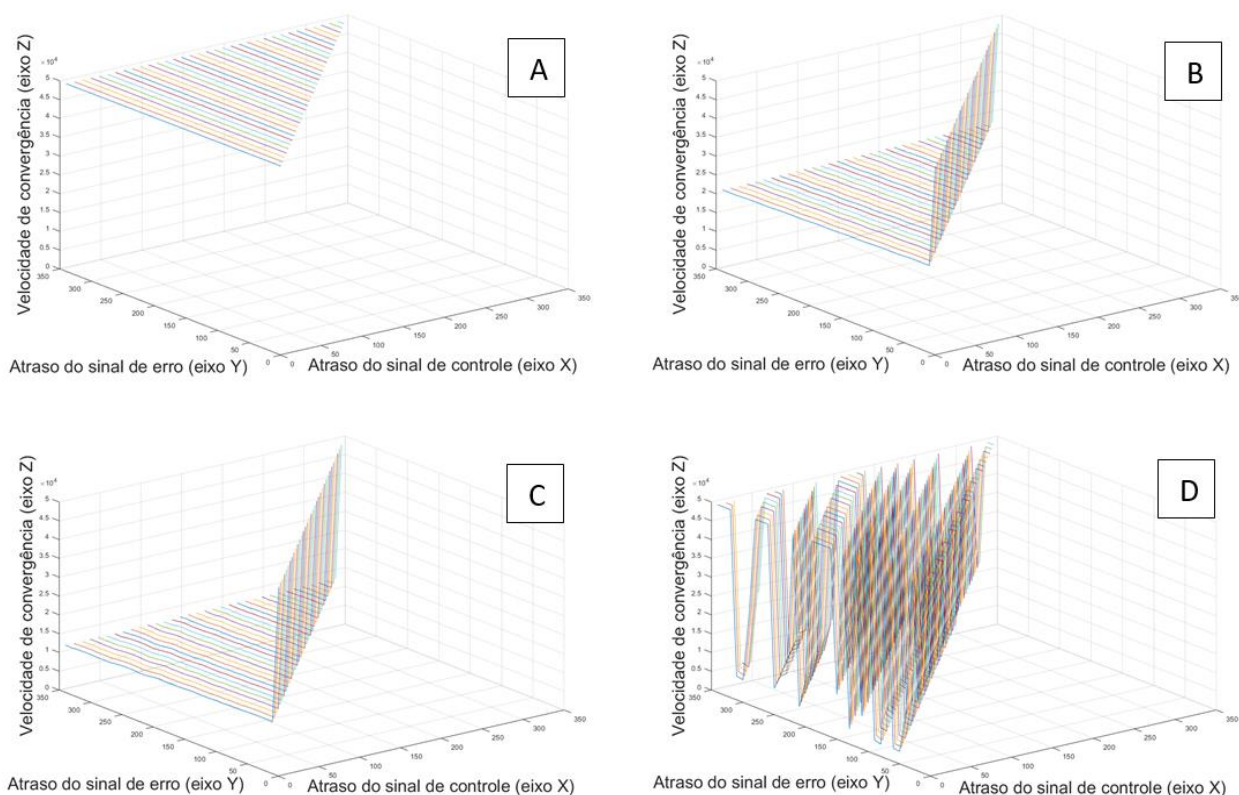


Figura 36: Velocidade de convergência utilizando filtros com 410 (A), 1010 (B), 1760 (C) e 2010 (D) coeficientes.

A simulação utilizando filtro com 410 coeficientes não atingiu o valor de 30 dB para a atenuação do ruído. Simulações onde foram utilizados filtros com 500 coeficientes precisaram 43.880 iterações para alcançar o nível de atenuação desejado. Para as simulações com o número de coeficientes do filtro iguais a 1.010, observou-se que pelo menos 22.190 iterações eram necessárias para atenuar 30 dB. Para os filtros com 1760 coeficientes observa-se que 12.720 iterações foram necessárias para alcançar o nível de atenuação desejado. Finalmente, para simulações com filtro de 2.010 coeficientes, foram observadas situações em que não houve atenuação superior a 30 dB durante o tempo de simulação computacional. Desta forma é identificado a necessidade de filtros com mais coeficientes, para as situações onde ocorre atrasos nos sinais de erro alimentar o algoritmo ANC ou no caso de ocorrer atrasos para o sinal de controle interagir com o ruído.

Para identificar o parâmetro com maior influência na velocidade de convergência foi realizada uma análise do tipo *Design of Experiments* (DOE). O uso do DOE permite prever e obter conhecimento de um processo multivariável. Assim, as interações entre os parâmetros do sistema

e as saídas do sistema podem ser analisadas (Lazić, 2005 e Park et.al 2017). Os parâmetros de entrada aqui considerados foram três: atraso no sinal de controle, atraso no sinal de erro e número de coeficientes do filtro. Como parâmetro de comparação foram utilizados os valores de velocidade de convergência.

Analisando os dados gerados pela análise DOE executada no software Minitab, verifica-se que o atraso no sinal de controle e no sinal de erro teve uma pequena influência na velocidade de convergência do sistema ANC. Para situações em que o atraso do sinal de controle foi menor, a velocidade de convergência do sistema também foi menor. Por outro lado, quando foram aplicados menores atrasos para o sinal de erro, a velocidade de convergência do sistema aumentou. O número de coeficientes de filtro foi o parâmetro mais importante na redução da velocidade de convergência, como pode ser visto no gráfico de efeitos principais e no gráfico de Pareto de acordo com as Figuras 37 e 38.

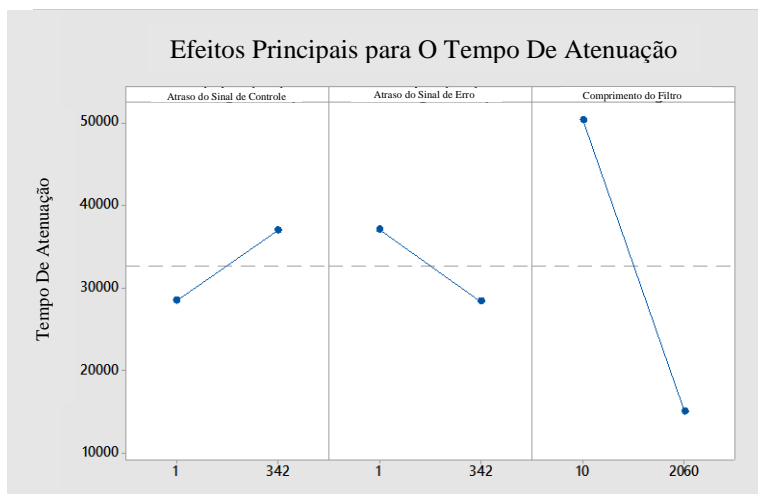


Figura 37: Gráfico de efeitos principais para a velocidade de convergência.

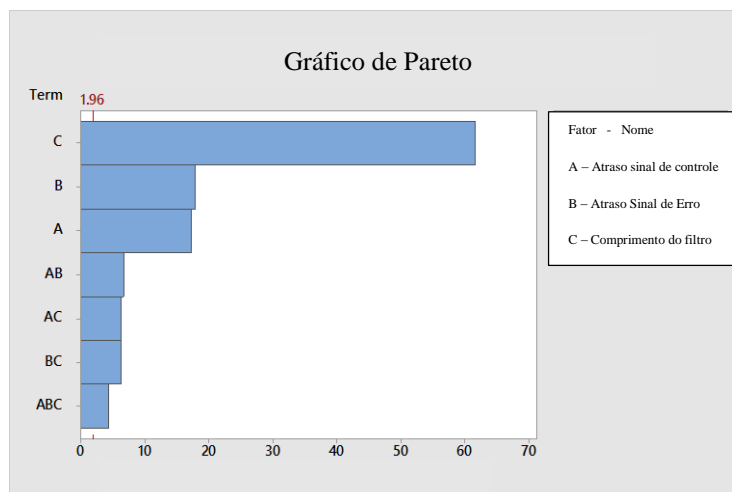


Figura 38: Gráfico de Pareto para a influencias dos parâmetros na velocidade de atenuação.

De acordo com os resultados obtidos, os três parâmetros do sistema ANC aqui considerados causam influência na atenuação do ruído, mas com pesos diferentes. Em geral, os atrasos de tempo aplicados nos sinais de erro e controle têm pouco efeito na velocidade de convergência, sendo o número de coeficientes do filtro a variável de maior influência. Para alguns valores baixos de coeficientes o sistema ANC não alcançou o nível de atenuação desejado, ou necessitou de um grande número de interações para alcançá-lo. Por outro lado, simulações que utilizaram um grande número de coeficientes geraram instabilidades levando também a não efetividade do sistema de controle ativo. Considerando tais resultados é definido que uma faixa válida para o número de coeficientes que resultam em um sistema ANC efetivo é de 500 a 1200 coeficientes.

Além dos parâmetros referentes ao filtro do algoritmo de controle ativo de ruído, pode ser considerado que se o sistema ANC tenha sua identificação do caminho secundário realizada de forma correta, o sistema fica pouco sensível a atrasos puros dos sinais de erro e controle, sendo realmente mais sensível ao comprimento do filtro. Entretanto em uma aplicação real existem outros fatores físicos que influenciam diretamente na controlabilidade que um sistema ANC pode ter sobre a planta. Um ponto que deve ser observado é a velocidade de partícula descrita no item 3.4.2. Esta propriedade limita a posição onde o transdutor de controle pode ser posicionado sendo que existem regiões onde será demandada uma potência da fonte sonora secundária muito grande tornando inviável a aplicação do sistema ANC.

6.1.2 Simulação computacional comparando diferentes algoritmos de controle ativo de ruído

Esta seção apresenta os resultados obtidos através de simulações usando diferentes algoritmos (FXLMS, FXLMS/F, C-FXLMS/F e MC-FXLMS/F). Os algoritmos foram implementados no *software* MatLab e avaliados separadamente para identificar seus melhores parâmetros para as situações estudadas: ruído senoidal e ruído branco. Para comparar o desempenho dos algoritmos nas simulações, a redução média do ruído (ANR) definida em (Akhtar e Mitsuhashi, 2009; Zhao *et al* 2016) foi calculada como:

$$ANR(n) = 20 \log_{10} \left(\frac{A_e(n)}{A_d(n)} \right) \quad (5.1)$$

Onde $A_e(n) = k A_e(n-1) + (1-k) |e(n)|$; $A_d(n) = k A_d(n-1) + (1-k) |d(n)|$.

Usando as condições iniciais $A_e(0) = 0$; $A_d(0) = 0$; $k = 0,999$.

Para as simulações utilizando ruído senoidal, a excitação foi gerada de acordo com Munjal (1987), onde foi descrita uma equação que representa a propagação de uma onda sonora em um tubo circular. Usando o parâmetro de posição como uma constante, a variação de pressão sonora pôde ser calculada para a seção inicial do tubo. A onda senoidal foi aplicada juntamente com um ruído branco (v), resultando na seguinte equação:

$$p(z, t) = (C_1 e^{-jkz}) e^{j\omega t} + v \quad (5.2)$$

O caminho secundário aplicado às simulações tem suas características apresentadas na Figura 39, expondo sua resposta em frequência juntamente com a identificação realizada. Sua influência nos sinais de simulação foi aplicada por meio de um filtro FIR. Uma identificação de caminho secundário foi realizada pelo método *offline* usando o algoritmo LMS e um filtro com 128 coeficientes.

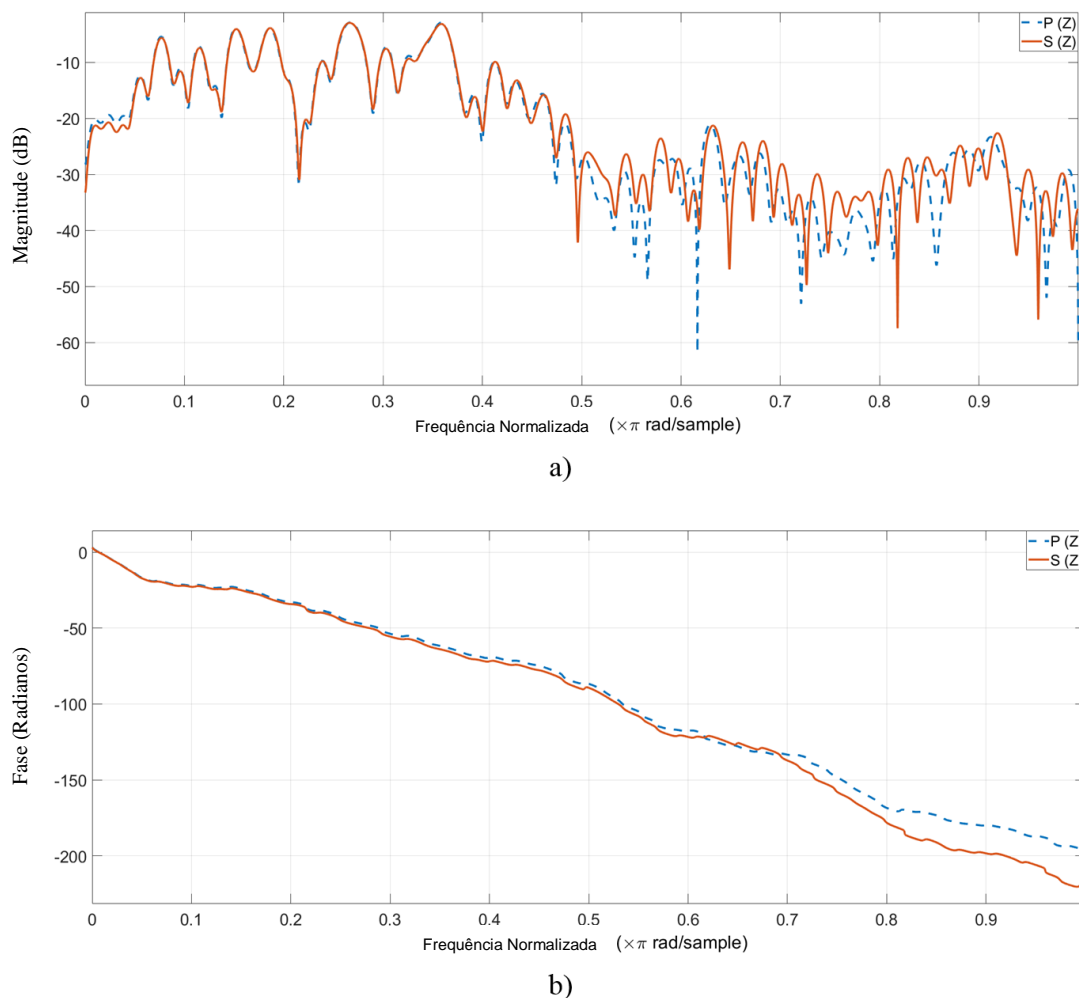


Figura 39: Resposta em frequência e fase do caminho secundário utilizados na simulação. (a) Resposta de magnitude e (b) Resposta de fase.

A Figura 40 mostra os valores de ANR para diferentes valores de ganho usando o algoritmo MC-FXLMS / F. Pode-se observar que, para ganhos maiores que 40, o sistema ANC começa a perder velocidade de convergência. Para valores de ganho muito altos, como o teste usando o valor 71, o sistema não converge. De acordo com esses dados, o valor de ganho escolhido para comparação com os outros algoritmos foi $\varphi = 40$.

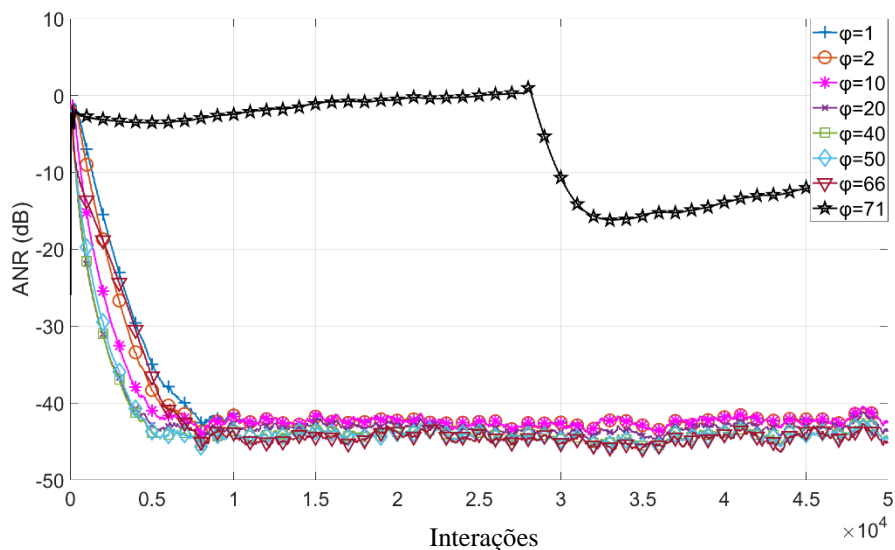


Figura 40: teste de convergência para o algoritmo MC-FXLMS / F com diferentes valores de ganho para excitação senoidal.

Para efetuar a comparação com os demais algoritmos foram utilizados os parâmetros descritos por (Ferrer *et al*, 2009) como sendo adequados para os algoritmos FXLMS/F e FXLMS. Temos, então, para o algoritmo FXLMS $\mu = 0,00005$; o algoritmo FXLMS / F $\mu = 0,00008$, $\Phi = 0,001$; o algoritmo usando a combinação convexa C-FXLMS / F $\mu_1 = 0,0001$; $\mu_2 = 0,00004$; $\mu = 10.000$; $\Phi = 0,001$, $\sigma = 4$, $\lambda_0 = 0$, $a_0 = 0$; Para o algoritmo MC-FXLMS / F, foram utilizados os mesmos parâmetros que o algoritmo C-FXLMS / F e como ganho de $\varphi = 40$. O valor ANR dos diferentes algoritmos é mostrado na Figura 41, onde é possível ver uma convergência mais rápida e um nível de atenuação mais alto do algoritmo MC-FXLMS / F.

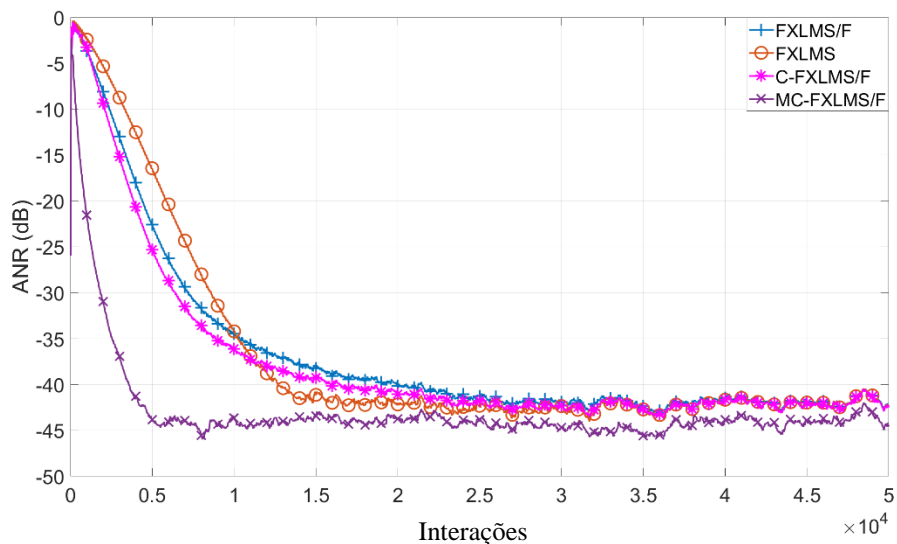


Figura 41: nível médio de redução de ruído para onda senoidal.

A melhoria no desempenho do sistema ANC utilizando o algoritmo MC-FXLMS / F, ocorre devido à variação do nível do sinal de erro que retorna ao algoritmo. Este algoritmo amplifica o sinal de erro que retorna ao algoritmo, causando uma convergência mais rápida. Observando a equação de atualização dos coeficientes do filtro digital descrita no item 3.3.5, equação 3.108, um nível mais alto do sinal de erro causa maiores atualizações. A simples aplicação de ganhos ao sinal de erro com intuito de aumentar seu nível não é suficiente, pois ganhos muito altos farão com que o algoritmo não convirja, como pode ser visto na Figura 42. Nesta Figura, o sinal de erro que realimentou o algoritmo foi multiplicado pelos valores descritos no gráfico. A medida em que o ganho do sinal de erro assume valores maiores, o sistema passa a convergir mais rapidamente, no entanto, quando esse ganho excede um determinado limite o algoritmo diverge.

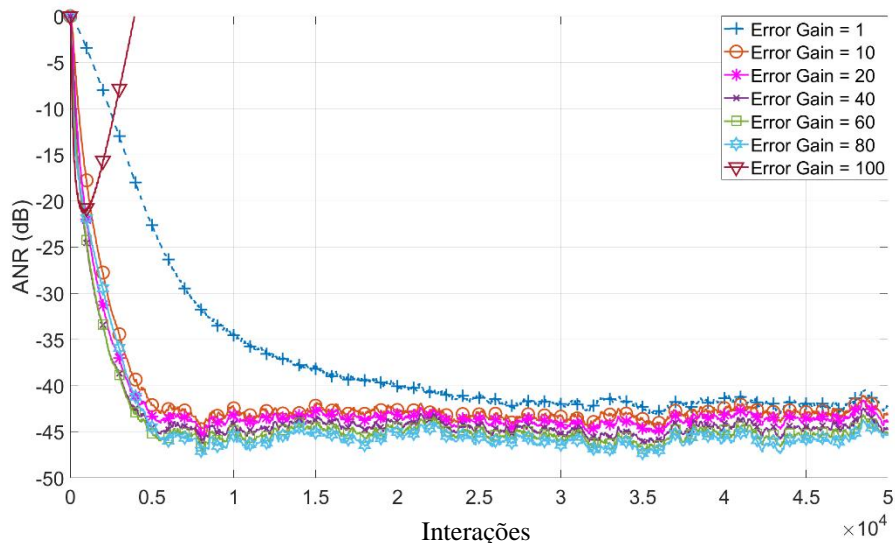


Figura 42: Variação do nível do sinal de erro para o algoritmo FXLMS / F com excitação tonal.

Quando o ganho do sinal de erro é aplicado dinamicamente, como no caso do algoritmo MC_FXLMS / F, é possível aplicar ganhos maiores sem o algoritmo de controle ativo divergir. Esta característica se deve ao fato do ganho estar vinculado ao parâmetro λ do algoritmo de combinação convexa.

O método da combinação convexa possui um parâmetro responsável por definir o peso que cada filtro constituinte do sistema ANC terá. Denominado de λ este parâmetro ponderador assume valores próximos a zero no início da operação do sistema ANC, devido ao sinal de erro estar em um nível elevado, à medida em que o algoritmo passa a atenuar o ruído, o nível do sinal de erro é reduzido e o parâmetro λ passa a se encaminhar para o valor unitário. Como a aplicação do ganho imposto ao sinal de erro é proporcional ao parâmetro λ , o sinal é amplificado à medida que o sistema ANC mitiga o ruído. Essa estratégia mantém o valor de erro utilizado para calcular a atualização dos coeficientes do filtro com um valor mais elevado por mais tempo, acelerando a convergência do algoritmo e evitando que ele divirja, devido a um sinal de erro muito elevado.

Em uma aplicação típica do algoritmo da combinação convexa, o parâmetro λ (n) varia conforme mostrado na Figura 43.

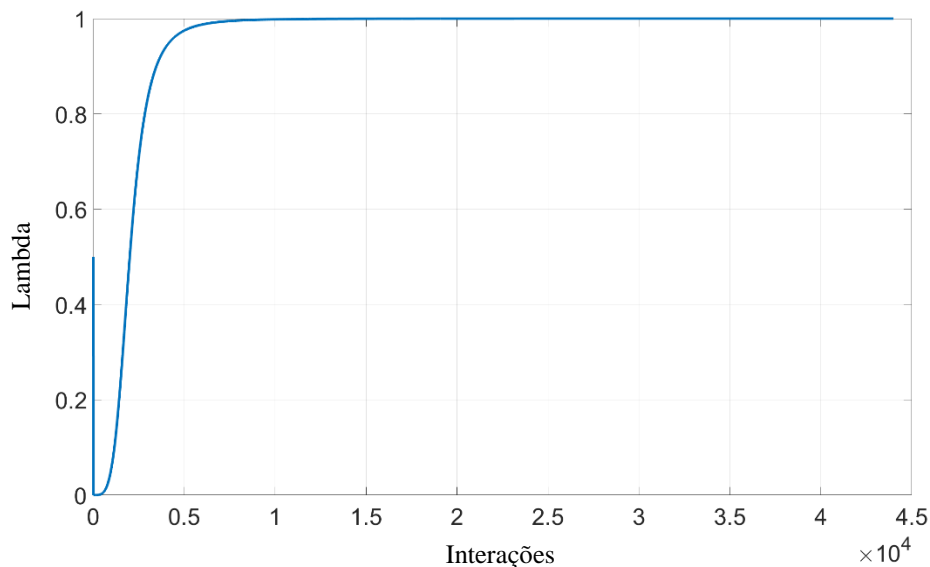


Figura 43: Comportamento do parâmetro $\lambda(n)$ durante a operação do sistema ANC.

Usando o valor de $\lambda(n)$ para ponderar o ganho dado ao sinal de erro que alimentará o algoritmo de combinação convexa, temos a característica de que, ao iniciar o sistema ANC, não temos ganho adicional sendo aplicado ao sinal de erro. Isso ocorre porque o valor de $\lambda(n)$ ao iniciar o sistema ANC é zero. À medida que o sinal de erro é reduzido, o valor de $\lambda(n)$ assume valores cada vez mais próximos de um, aumentando também o ganho aplicado ao sinal de erro. Esse ganho adicional afeta positivamente a velocidade de convergência do algoritmo ANC e também o nível do sinal residual. É importante ressaltar que o sinal de erro amplificado é aplicado apenas na equação de atualização dos coeficientes. O nível do sinal utilizado para calcular λ não sofre nenhum tipo de modificação.

Para estudar a aplicabilidade do algoritmo MC-ANC, novas simulações computacionais foram realizadas utilizando ruído branco como sinal de excitação. Novamente foram realizadas simulações para definir o limite máximo de ganho possível de ser aplicado ao algoritmo MC-FXLMS/F. Os resultados estão apresentados na Figura 44.

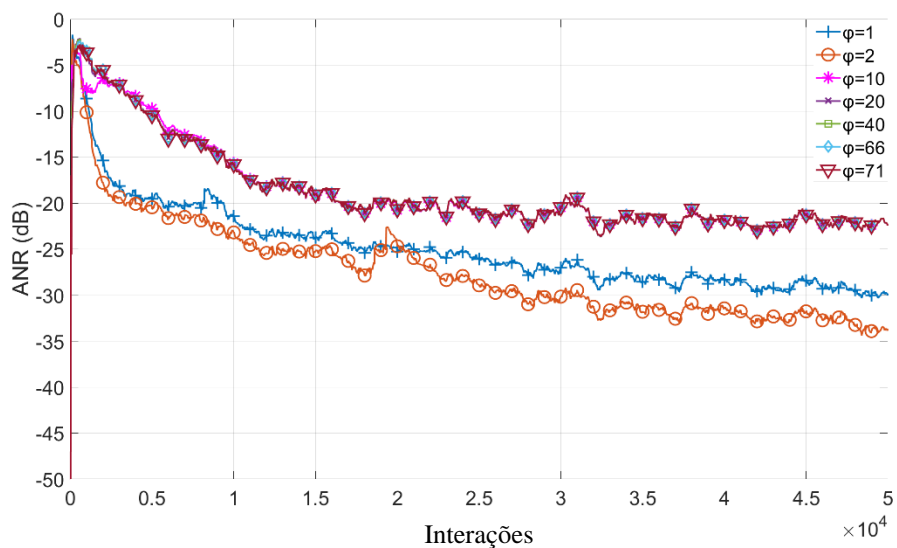


Figura 44: teste de convergência para o algoritmo MC-FXLMS / F com diferentes valores de ganho para excitação por ruído branco.

Para a comparação com os demais algoritmos utilizando ruído branco foram utilizados os seguintes parâmetros: FXLMS $\mu = 0,003$; o algoritmo FXLMS / F $\mu = 0,003$, $\Phi = 0,001$; o algoritmo usando a combinação convexa C-FXLMS / F $\mu_1 = 0,01$; $\mu_2 = 0,003$; $\mu = 10$; $\Phi = 0,001$, $\sigma = 4$, $\lambda_0 = 0$, $a_0 = 0$. Para o algoritmo MC-FXLMS / F, foram utilizados os mesmos parâmetros aplicados ao algoritmo C-FXLMS / F e como ganho $\phi = 2$. A Figura 45 apresenta o desempenho dos diferentes algoritmos para a situação de excitação por ruído branco.

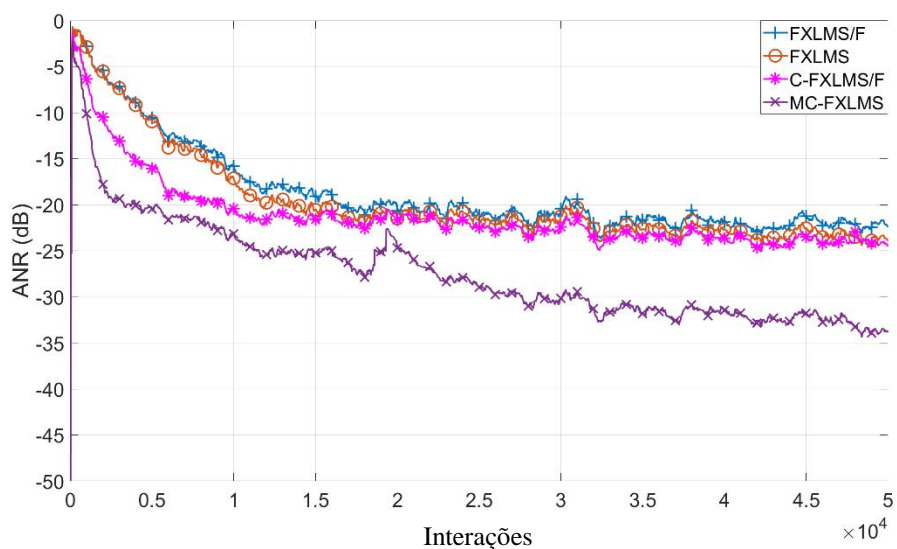


Figura 45: nível médio de redução de ruído para excitação por ruído branco.

As simulações realizadas com ruído branco mostram novamente o algoritmo MC-FXLMS/F como tendo a melhor performance. A diferença entre o limite de aplicação de ganho da simulação utilizando o ruído tonal e o ruído branco pode ser explicada devido à própria complexidade do ruído de excitação e à alteração nos parâmetros dos algoritmos. Para promover uma velocidade de convergência mais rápida do algoritmo ANC, o tamanho do passo de atualização foi aumentado nas simulações com ruído branco. Com tamanhos de passos maiores, o algoritmo se mostrou menos suscetível a ganhos maiores. A Figura 46 mostra o comportamento do algoritmo MC-FXLMS / F com ganho $\varphi = 10$ dB e diferentes passos de atualização dos dois filtros. Nos resultados, é possível observar que, ao diminuir o passo de atualização do filtro, o algoritmo tende a não convergir.

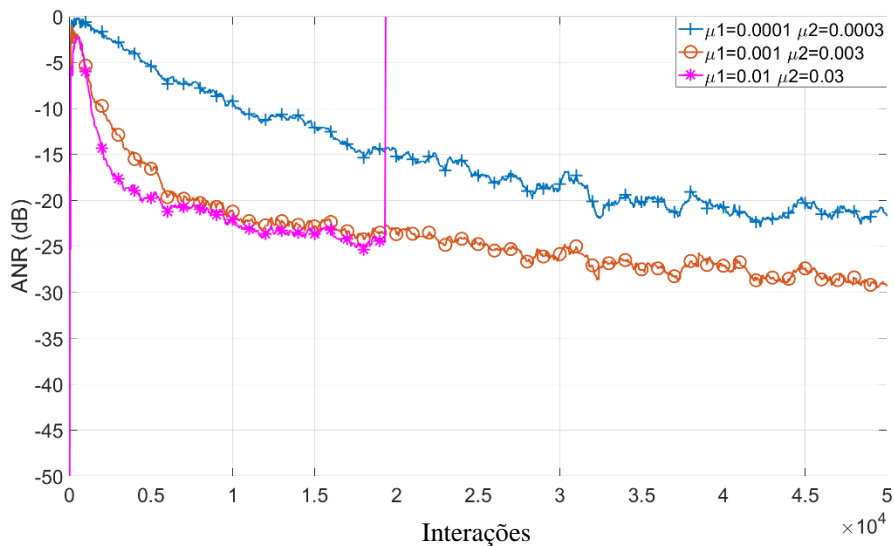


Figura 46: Comparação entre diferentes passos de atualização para o algoritmo MC-FXLMS/F.

Por estes dados é possível constatar que a modificação proposta no algoritmo C-FXLMS/F apresenta efetivo incremento na velocidade de atenuação do ruído. Pelo fato de aumentar pouco a carga computacional quando se comparado com o algoritmo C-FXLMS/F o algoritmo MC-FXLMS/F proposto neste trabalho será utilizado para realizar o controle ativo de ruído com escoamento.

Pelos dados obtidos através das simulações computacionais, o algoritmo MC-FXLMS/F proposto, apresentou melhores resultados quando comparado aos algoritmos FXLMS, FXLMS/F

e C-FXLMS/F. Essa melhora deve-se ao fato do sinal de erro ser amplificado pelo algoritmo. Um ganho fixo aplicado ao sinal de erro não teria o mesmo efeito porque poderia fazer com que o algoritmo ANC não convergisse. Quando o ganho do sinal de erro é aplicado dinamicamente, como no caso do algoritmo MC-FXLMS/F, é possível aplicar ganhos maiores sem que o algoritmo de controle ativo divirja. Essa característica se deve ao fato do ganho estar atrelado ao parâmetro λ do algoritmo de combinação convexa. Com a utilização do ganho no sinal de erro proporcional ao parâmetro λ , o sinal é amplificado à medida que o sistema ANC mitiga o ruído. Como o ganho aplicado ao sinal de erro possui características dinâmicas, ou seja, varia de acordo com a amplitude do erro, o ganho é aplicado gradativamente até seu valor máximo, que é definido pelo parâmetro ϕ , portanto o risco do sistema ANC divergir é reduzido. Se o filtro W_1 divergir, o algoritmo de combinação convexa terá sua saída composta apenas pelo filtro W_2 , uma vez que o nível do sinal de erro aumentaria e faria com que o valor de λ voltasse a zero.

Para simulações usando ruído branco, o algoritmo MC-FXLMS / F também apresentou maior velocidade de atenuação e nível de ruído residual aproximadamente 9 dB menor do que os outros algoritmos ao final da simulação. Novamente, o uso do ganho dinâmico para o sinal de erro se mostrou eficaz, trazendo melhorias ao resultado.

Com o intuito de realizar a validação da implementação dos algoritmos de controle ativo de ruído nas simulações computacionais, foi realizada uma revisão bibliográfica para obter resultados de estudos semelhantes. Foram analisados estudos que aplicaram os algoritmos utilizados neste trabalho em situações semelhantes.

No estudo de Song e Zhao (2019) foi implementado os algoritmos FXLMS, FXLMF, FXLMS/F e C- FXLMS/F. Em suas simulações computacionais utilizando ruído senoidal, foram obtidos níveis de atenuação de aproximadamente 45 dB. Esses resultados são apresentados na figura 47.

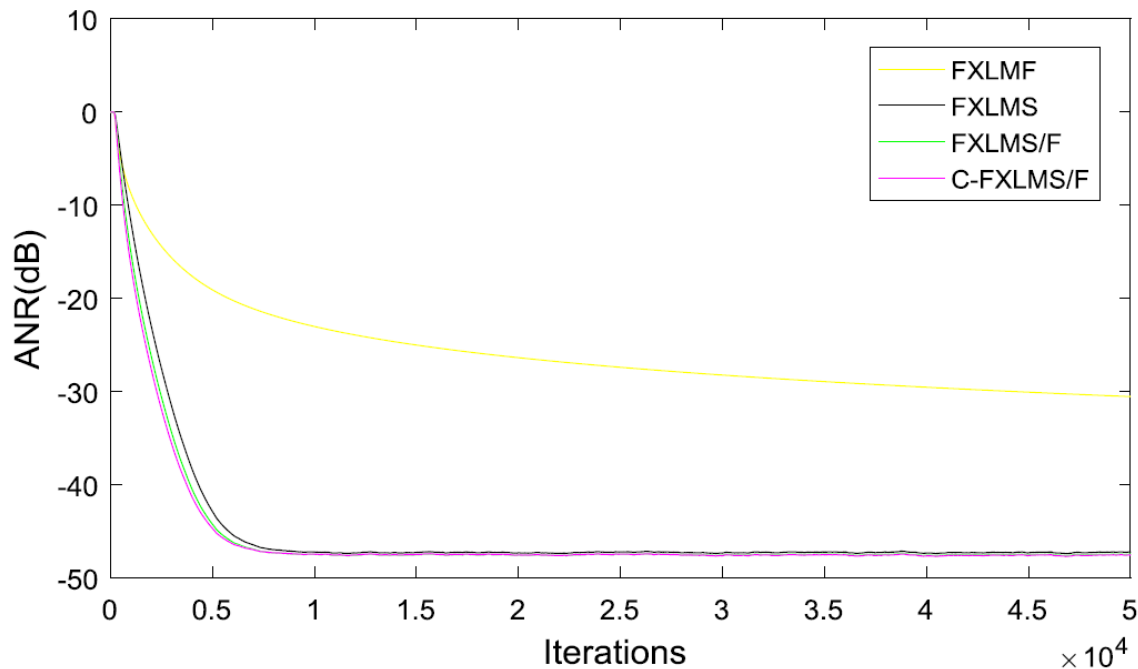


Figura 47: Resultado obtidos por Song e Zhao.

Fonte: Song e Zhao (2019).

Quando comparados esses resultados aos obtidos no presente estudo, é possível ver uma diferença. Neste estudo a atenuação obtida nestas circunstâncias foram superiores a 45 dB.

Ferrer et.al (2013) utilizou os algoritmos FXLMS, C-FXLMS e FXLMS-SSV para controlar ruído gaussiano. Na figura 48 é possível ver seus resultados.

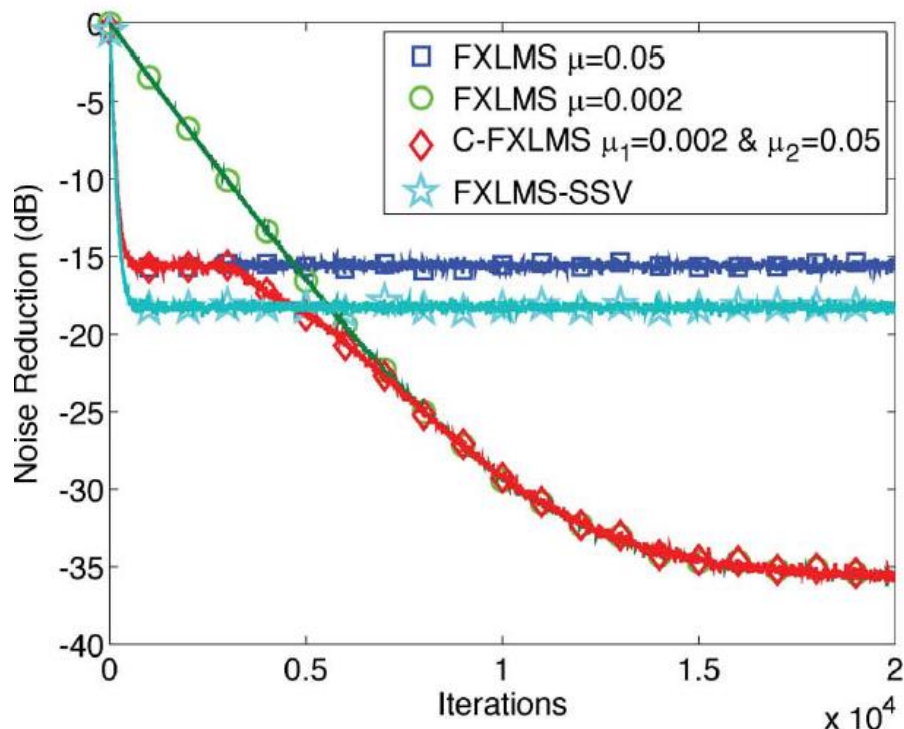


Figura 48: Resultado obtidos por Ferrer.
Fonte: Ferrer et. al (2013).

Nos resultados obtidos por Ferrer é possível observar que a atenuação máxima alcançou 35 dB em aproximadamente 20 mil iterações. Comparando com os resultados obtidos no presente trabalho, mais especificamente apresentados na Figura 45, podemos ver que os resultados são diferentes. Os resultados obtidos de atenuação do ruído branco foram de 25 dB para todos os algoritmos menos para o algoritmo MC-ANC que alcançou 35 dB de redução. Essa variação ocorre devido o passo utilizado por Ferrer ser menor e observando seus próprios resultados, é possível ver que passos menores favorecem o nível de redução.

6.1.3 Simulação computacional de controle ativo de ruído para ruído de ventilador industrial

Para as simulações utilizou-se como sinal de excitação o ruído do ventilador gravado previamente. Este ruído alimentou o mesmo algoritmo de simulação de atraso puro implementado no *software* MatLab. Foram comparados os algoritmos FXLMS, FXLMS/F, C-FXLMS/F e MC-FXLMS/F, avaliando os aspectos de velocidade de convergência dos filtros e o nível de atenuação de ruído.

Na Figura 49 é apresentado o PSD do sinal gravado do ventilador instalado na planta experimental. A banda de frequência utilizada para a realização do controle ativo foi arbitrada em até 600 Hz, desta forma o sinal de excitação passou por uma filtragem utilizando um filtro passa baixa com frequência de corte em 600 Hz.

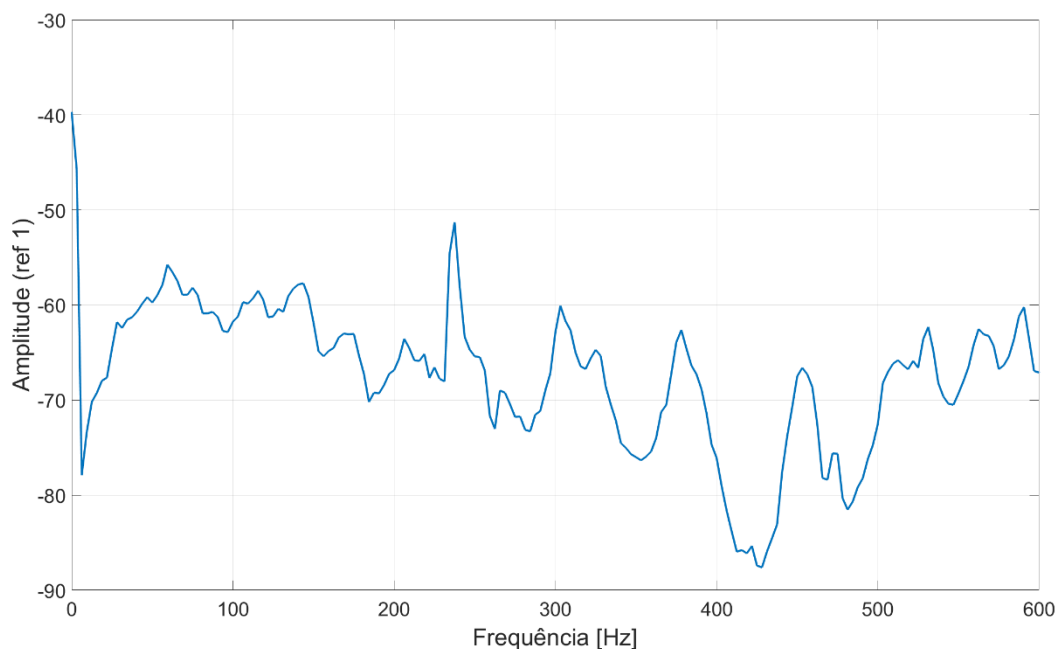


Figura 49: PSD do sinal de excitação da simulação.

Novamente foram realizadas simulações computacionais variando os níveis dos sinais de entrada do sistema ANC para verificar suas influências quando aplicados a um sinal complexo. Para isso os sinais de referência e de erro foram multiplicados por um valor de ganho. Esse ganho foi o responsável por alterar o nível dos sinais de entrada. Nestas simulações aplicou-se os algoritmos FXLMS, FXLMS/F, C-FXLMS/F e MC-FXLMS/F todos implementados com filtros digitais de 128 coeficientes. Diferentes níveis dos sinais de referência e de erro foram avaliados, buscando as melhores combinações para aprimorar a velocidade de convergência dos algoritmos e também o nível de atenuação. Nas figuras 50, 51 e 52 são apresentados os resultados de nível médio de redução de ruído (ANR) para os algoritmos avaliados.

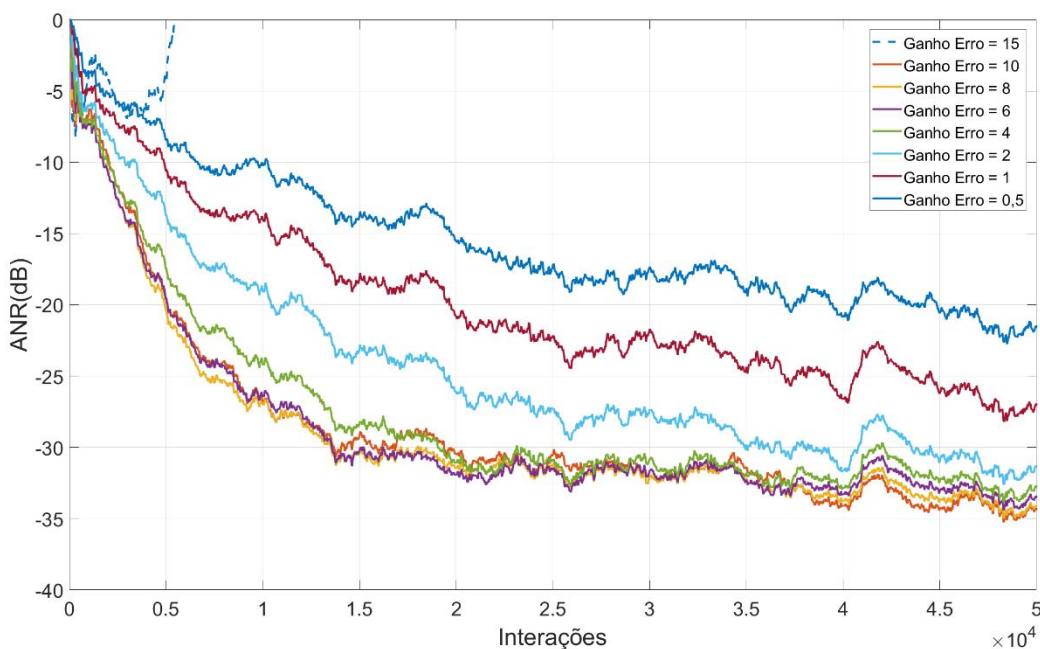


Figura 50: Nível médio de ruído para o algoritmo FXLMS com diferentes níveis do sinal de erro.

Na Figura 50 são apresentados os resultados utilizando o algoritmo FXLMS utilizando diferentes ganhos para o sinal de erro. A simulação que utilizou ganho 15, logo no início da simulação divergiu saindo da escala do gráfico. Valores muito pequenos, como o valor 0,5, apresenta menor velocidade de atenuação e também maior sinal residual. As simulações que utilizaram os ganhos 10, 8 e 6 tiveram comportamento semelhante, sendo que a simulação que utilizou o ganho 10, obteve ligeiramente menor sinal residual ao final da simulação. Em todas as simulações o passo de atualização do algoritmo foi de 0,003.

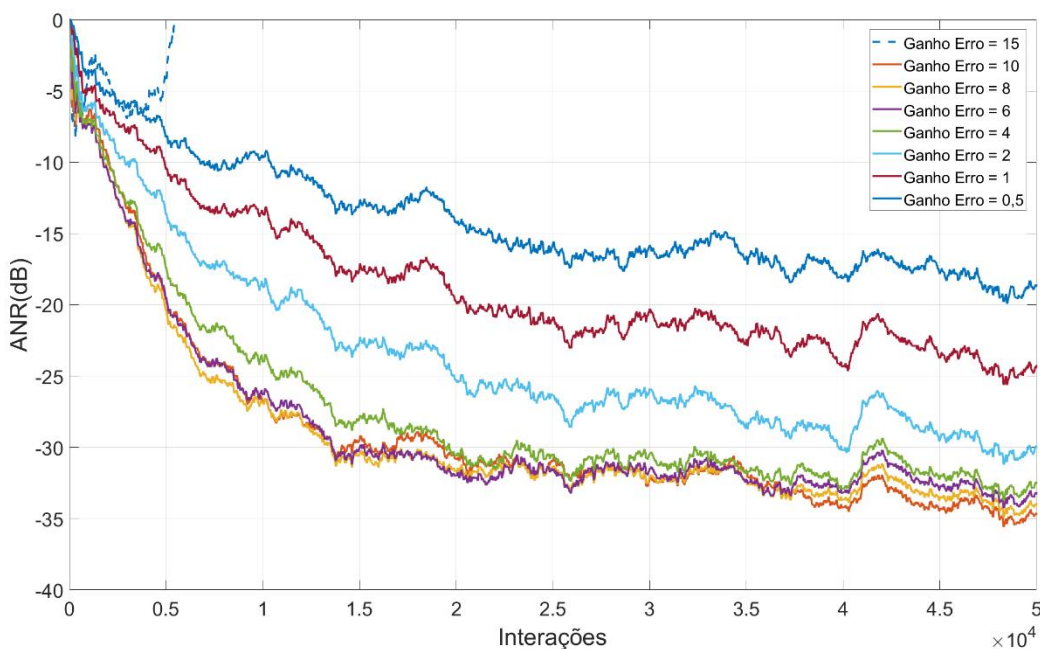


Figura 51: Redução de ruído média para o algoritmo FXLMS/F com diferentes ganhos do sinal de erro.

Semelhante a simulação anterior, os resultados do algoritmo FXLMS/F também é possível notar a diferença no tempo de atenuação e no nível residual do ruído quando é aplicado diferentes níveis de ganho ao sinal de erro. Observado a Figura 51 é possível identificar que os ganhos 6, 8 e 10 apontaram as maiores velocidades de atenuação mas, ao final da simulação, a situação onde foi utilizado o ganho 10 apresentou ligeiramente menor nível residual de ruído. Os parâmetros utilizados foram $\mu = 0,003$, $\Phi = 0,001$.

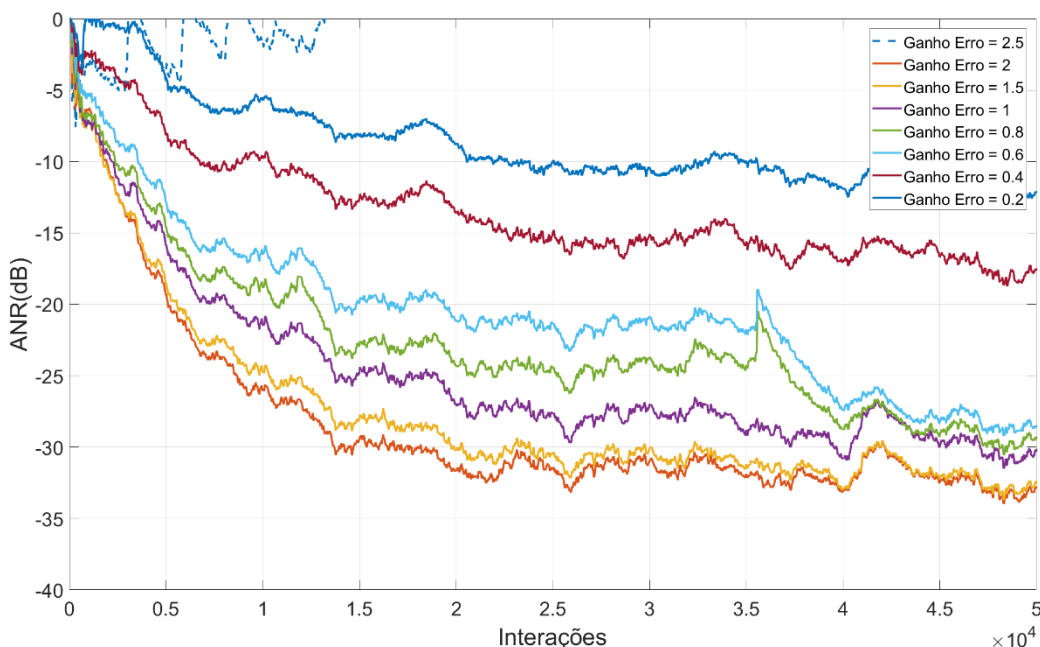


Figura 52: Redução de ruído média para o algoritmo C-FXLMS/F com diferentes ganhos para o sinal de erro.

Sendo apresentado os resultados das simulações realizadas no *software* MatLab utilizando o algoritmo C-FXLMS/F na Figura 52, pode-se notar que este algoritmo não permite ganhos altos como os anteriores. Neste caso a simulação que apresentou o melhor resultado foi a simulação que utilizou o ganho 2. A simulação que utilizou ganho 2,5 não convergiu e as demais utilizando ganho menores do que 2 apresentaram tempo de atenuação maiores. Os parâmetros utilizados para as simulações foram $\mu=10$; $\mu_1=0,01$; $\mu_2=0,003$; $\theta=0,001$; $\sigma = 4$.

Analisando os resultados obtidos através das três simulações apresentadas é possível constatar que os algoritmos de controle ativo de ruído são sensíveis ao nível do sinal de erro que os realimentam. De acordo com os resultados apresentados, um maior nível do sinal de erro é favorável a performance do sistema, mas se for demasiadamente elevado leva a não convergência do algoritmo.

Na Figura 53 são apresentados os dados provenientes das simulações utilizando o algoritmo MC-FXLMS/F. É possível observar que, ao se aplicar o ganho do sinal de erro de maneira dinâmica, é possível aplicar ganhos maiores sem que o algoritmo de controle ativo diverja. Para alguns valores de ganho o sistema de controle ativo apresentou variações súbitas, mas o

sistema não divergiu e voltou a atenuar o ruído do ventilador. Essa característica se dá pelo fato do ganho ser aplicado de forma dinâmica, atrelado ao parâmetro λ do algoritmo de combinação convexa como explicado em detalhes no item 3.3.10. Resumidamente à medida em que o parâmetro λ tende ao valor unitário, o ganho é aplicado gradativamente, amplificando o sinal de ruído na equação de atualização dos coeficientes do filtro. Os parâmetros utilizados para as simulações foram $\mu=10$; $\mu_1=0,01$; $\mu_2=0,008$; $\theta=0,001$; $\sigma = 4$. Observando os resultados é possível ver que o valor de ganho que trouxe o melhor resultado foi o valor 2.

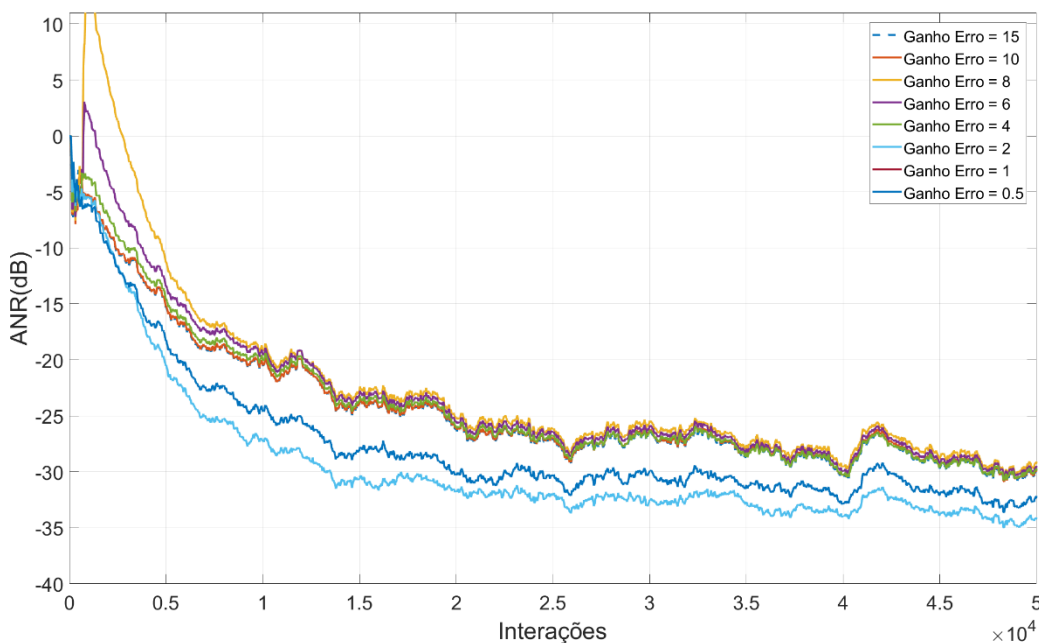


Figura 53: Redução de ruído média para o algoritmo MC-FXLMS/F com diferentes ganhos do sinal de erro.

A Figura 54 apresentam as melhores configurações dos quatro algoritmos. É possível notar que o algoritmo MC-FXLMS/F apresentou ligeiramente maior velocidade de convergência, mas não o maior nível de atenuação. Próximo ao final da simulação os algoritmos FXLMS e FXLMS/F apresentaram menores níveis de ruído residual e o algoritmo C-FXLMS/F apresentou o maior nível de ruído residual.

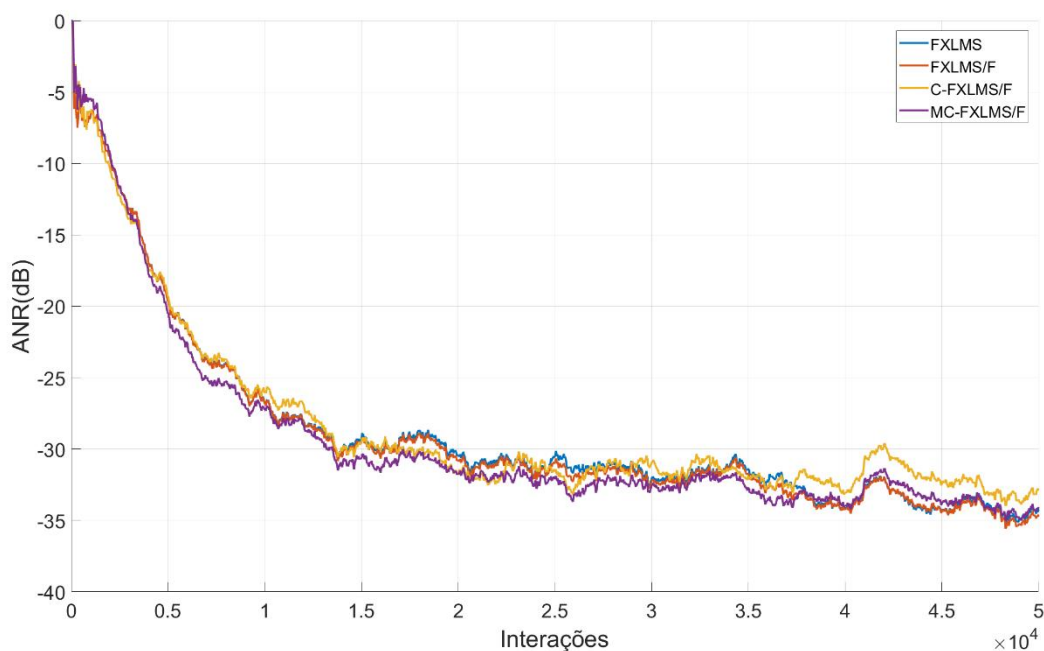


Figura 54: Comparação da redução de ruído média para os diferentes algoritmos.

Gérard et.al (2005) estudaram o controle ativo de ruído de um ventilador em campo livre, visando a atenuação da BPF e seu primeiro harmônico. Em seus estudos foi alcançado a atenuação de 28 dB para a frequência de 300 Hz, sendo esta frequência referente a BPF. Em seu primeiro harmônico foi alcançado uma atenuação de 18 dB como pode ser observado na Figura 55. No item 6.2.3 serão apresentados os resultados dos experimentos, onde foram alcançadas atenuações de até 25 dB.

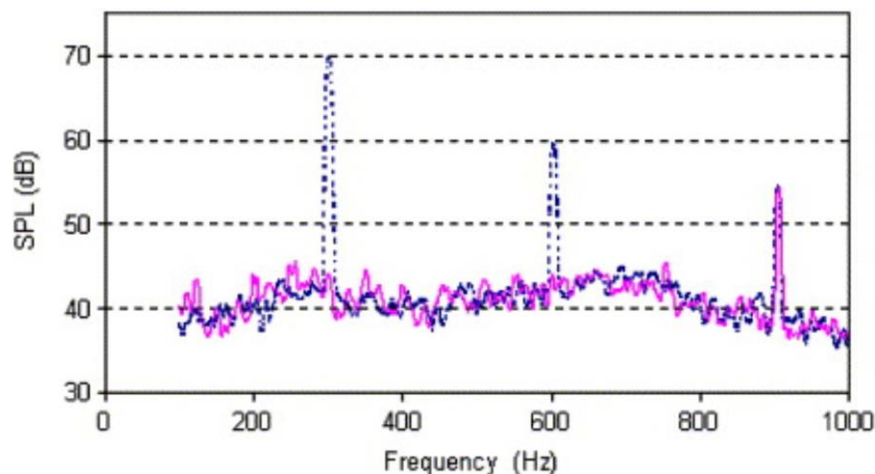


Figura 55: Resultado obtidos por Gérard.
Fonte: Gérard et. al (2005).

6.2 Aplicação do controle ativo de ruído na planta experimental

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos pela implementação do controle ativo de ruído na planta experimental sem escoamento e com escoamento. Foram estudadas as influências de parâmetros como comprimento do filtro, ganhos nos sinais de referência e de erro, frequência do ruído, posicionamento do microfone de erro e por fim, a aplicação em uma situação com escoamento.

6.2.1 Controle ativo de ruído em tubo circular sem escoamento com tom puro variando ganhos e ordem dos filtros

Nos testes apresentados a seguir buscou-se observar a influência que o nível de sinal de referência e o nível do sinal de erro causam no sistema ANC. O número de coeficientes do filtro digital também foi avaliado. O algoritmo FXLMS foi utilizado como algoritmo de redução de ruído, sendo realizados 3093 testes com diferentes configurações de níveis para os sinais de referência, sinais de erro e número de coeficientes para o filtro FIR. Estes ensaios foram realizados na planta experimental.

Os resultados dos testes mostraram como os ganhos dos sinais de erro e dos sinais de referência influenciam na velocidade de convergência do algoritmo e no nível de atenuação do sistema ANC. Os parâmetros que apresentaram maiores êxitos foram os testes que utilizaram filtro

com 2000 coeficiente. Dentre eles observou-se que a menor velocidade de convergência foi de 0,5 segundos, atingindo uma atenuação de 13,7 dB, utilizando os parâmetros de ganho do sinal de referência de 0,04 e ganho para o sinal de erro de 0,03. A maior redução no nível de ruído não foi necessariamente a mais rápida. A maior redução de ruído obteve o valor de 17,5 dB exigindo 1,9 segundos com os parâmetros de 0,01 para ganho do sinal de referência e 0,05 de ganho para o sinal de erro.

A Figura 56 apresenta os dados de velocidade de convergência e nível de atenuação separados pelos valores de ganho do sinal de referência para os testes usando o filtro com coeficientes de 2000.

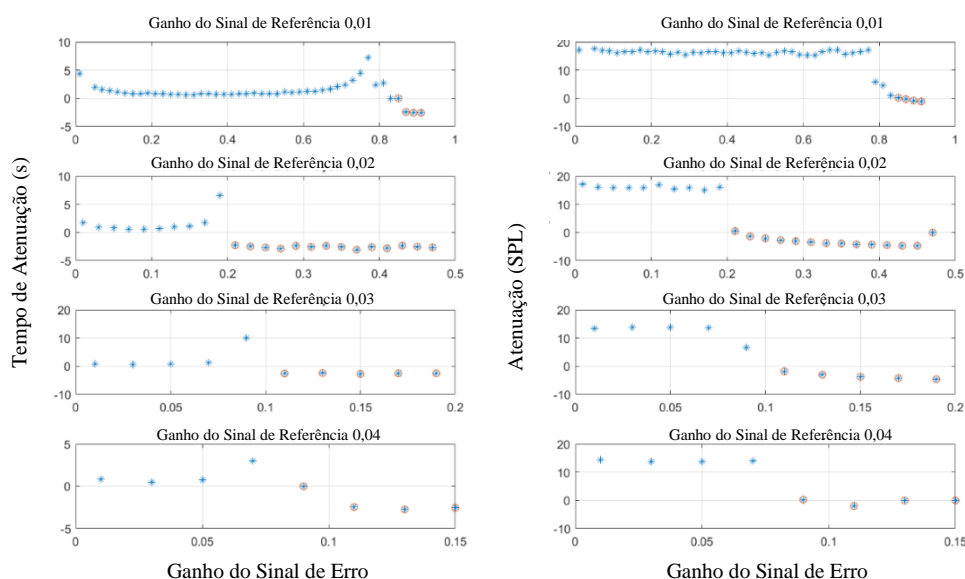


Figura 56: Velocidade de convergência e nível de atenuação para algoritmo com 2000 coeficientes.

Em alguns pontos do gráfico da Figura 56, os resultados são apresentados com atenuação negativa. Atenuação negativa significa que, ao iniciar o sistema ANC, a amplitude do ruído foi aumentada. Isso ocorre porque quando sinais de alta amplitude são aplicados, o sistema ANC se mostra instável e perde sua capacidade de atenuação. Esses pontos em que o sistema começa a divergir foram marcados com um círculo vermelho e delimitam os maiores ganhos que o sinal de erro pode assumir para cada nível de ganho de referência.

A Figura 57 A mostra uma situação em que, após o sistema ANC entrar em operação, o ruído observado pelo microfone de erro começa a oscilar com uma tendência de amplificação do nível inicial de ruído. Na Fig. 62 B, pode-se observar uma situação em que o sistema ANC entra em operação, mas devido a um crescimento muito acelerado da amplitude do sinal de controle, a parada de emergência implementada para impedir que grandes amplitudes de sinal sejam reproduzidas pelos alto-falantes interrompe a operação de o sistema.

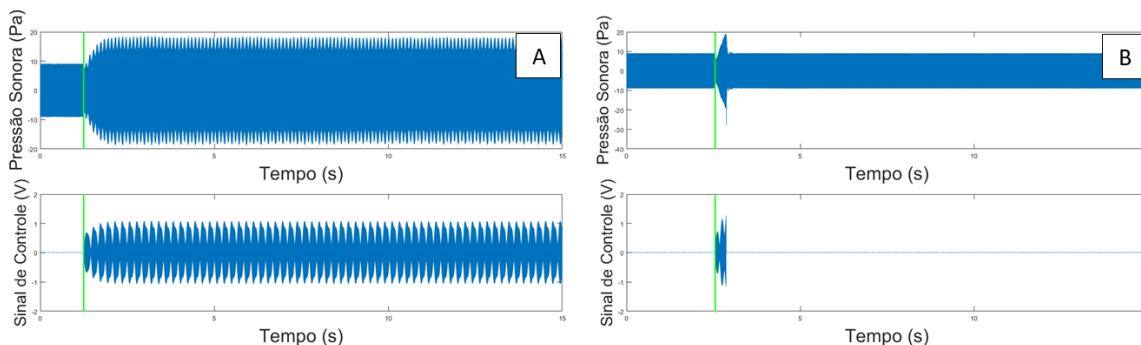


Figura 57: Exemplo de instabilidade e interrupção de emergência.

A Figura 58 exibe os dados referentes aos testes utilizando filtro com 1500 coeficiente. Através desses dados é possível observar grande semelhança com os ensaios realizados usando o filtro de 2000 coeficiente. Os valores máximos de ganho para o sinal de erro e sinal de referência tiveram seus valores praticamente os mesmos dos testes anteriores, bem como a velocidade de convergência e o nível de atenuação.

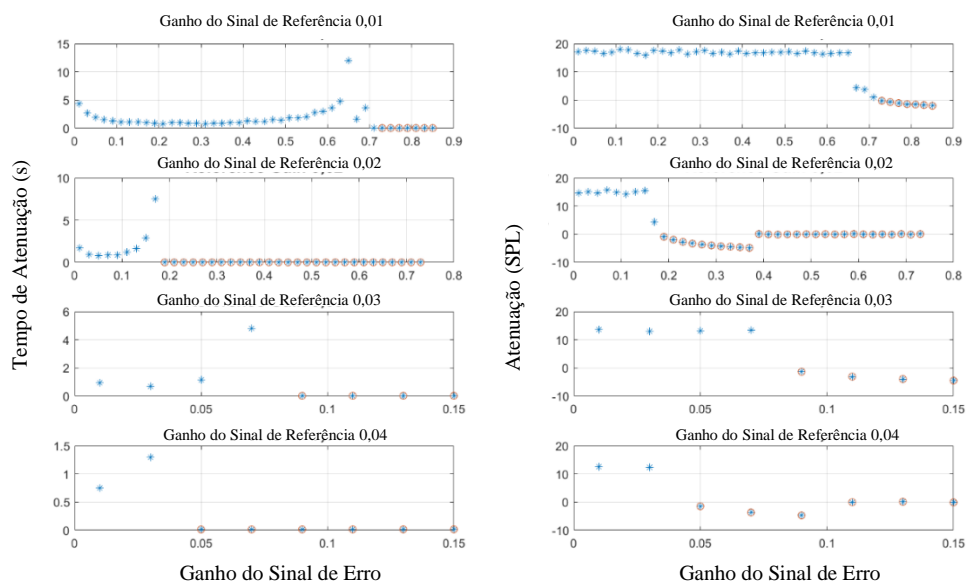


Figura 58: Velocidade de convergência e nível de atenuação para algoritmo com 1500 coeficientes.

A Figura 59 mostra os dados para os testes realizados com um filtro de 1000 coeficientes. Nestes gráficos, é possível observar um pequeno aumento no valor máximo de ganho para os sinais de erro e de referência nos quais o sistema ANC ainda é capaz de convergir. Essa pequena melhoria é possível de ser observada para os testes realizados com ganho do sinal de referência no valor de 0,01 V e 0,02 V.

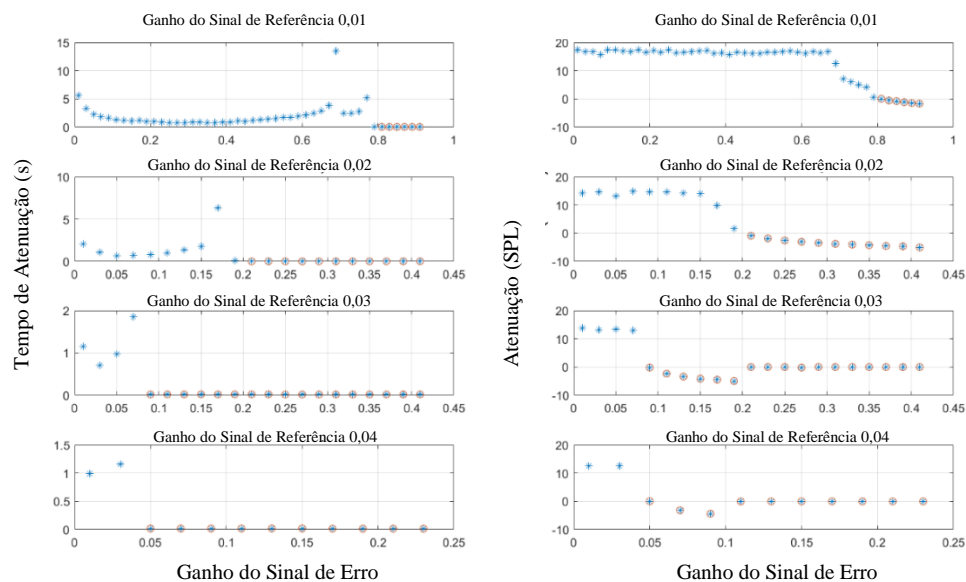


Figura 59: Velocidade de convergência e nível de atenuação para algoritmo com 1000 coeficientes.

Os dados dos testes realizados usando um filtro com coeficiente 500 são mostrados na Figura 60. Esses testes mostraram uma diminuição na faixa de ganho aceita para os sinais de erro e referência. Os resultados obtidos com esse número de coeficientes apresentaram o segundo pior nível de atenuação entre todos os testes, atingindo 13,8 dB.

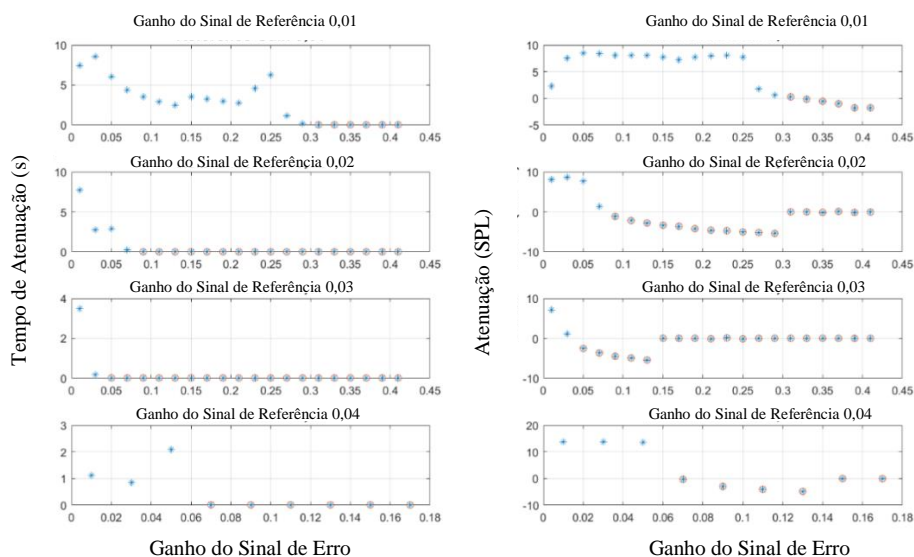


Figura 60: Velocidade de convergência e nível de atenuação para algoritmo com 500 coeficientes.

Nos testes usando um filtro com 100 coeficientes, onde os dados são mostrados na Figura 61, pode ser observado um aumento na faixa de ganho do sinal de erro aceito pelo sistema. Para o ganho do sinal de referência de 0,01 V, o ganho do sinal de erro excede o valor de 1,2 V. Os testes que utilizaram o filtro com 100 coeficientes apresentaram o menor nível de atenuação entre todas as configurações utilizadas, atingindo um nível de 9,0 dB.

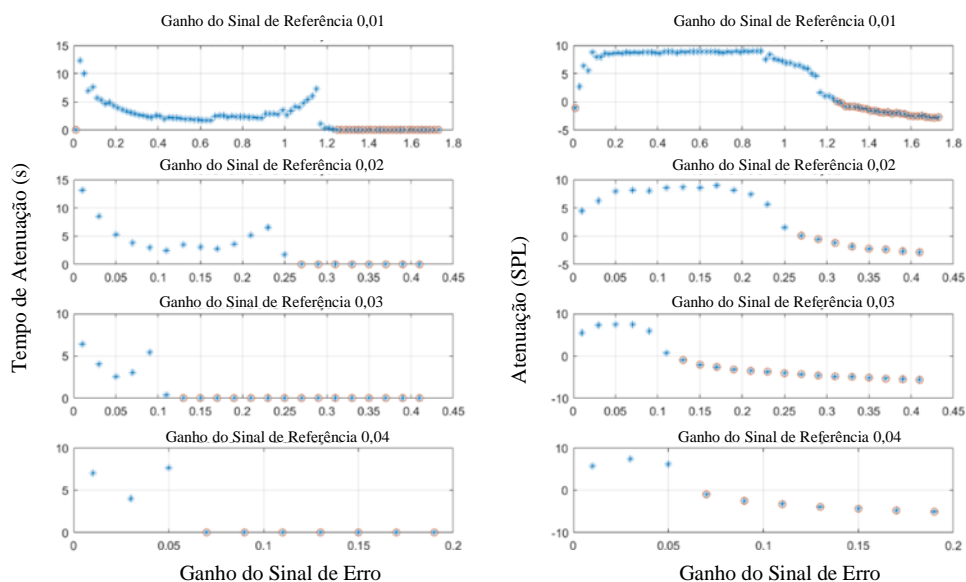


Figura 61: Velocidade de convergência e nível de atenuação para algoritmo com 100 coeficientes.

A Figura 62 apresenta os dados para os testes realizados com filtro de 50 coeficientes. É possível ver claramente que nestas condições são aceitos níveis de ganho muito mais altos para o sinal de erro. Quando o ganho do sinal de referência de 0,01 V foi utilizado, o limiar para o ganho do sinal de erro estava acima da faixa de valores especificados para os testes. Para os outros valores de ganho do sinal de referência, pode ser observada uma redução gradual do limite aceito para o ganho do sinal de erro.

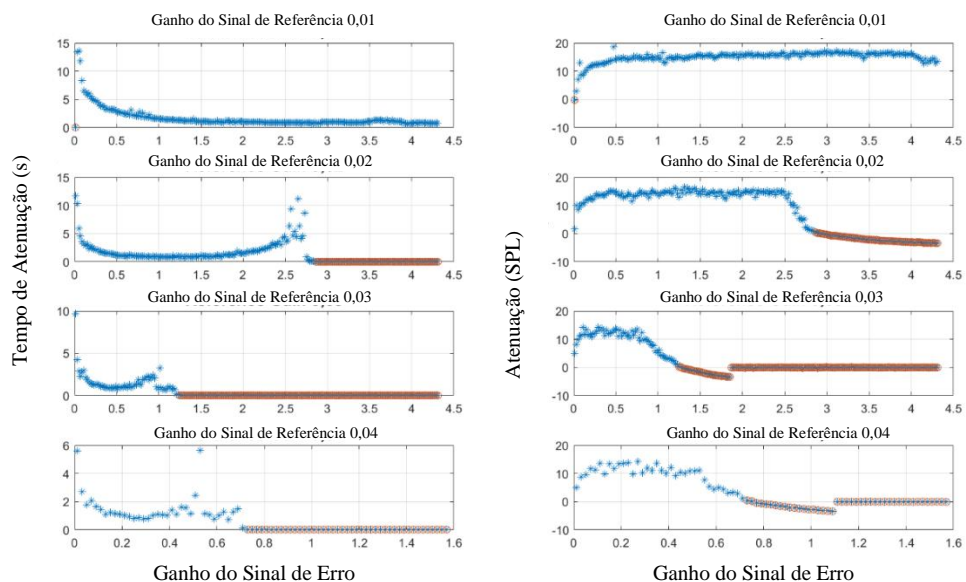


Figura 62: Velocidade de convergência e nível de atenuação para algoritmo com 50 coeficientes.

Seguindo uma tendência observada nos testes anteriores, os ensaios que utilizam filtros com 32 coeficientes, os níveis aceitos para o ganho do sinal de erro são ainda maiores. A velocidade de convergência foi uma das menores, exigindo 0,4 s para atingir um nível de atenuação de 10,9 dB. Embora a velocidade de convergência tenha sido alta, o ruído residual não foi o menor entre todos os ensaios. Analisando apenas a atenuação do ruído em períodos mais longos, os testes usando um filtro de 32 coeficientes mostraram um nível de atenuação de 18,5 dB. Os dados podem ser vistos na Figura 63.

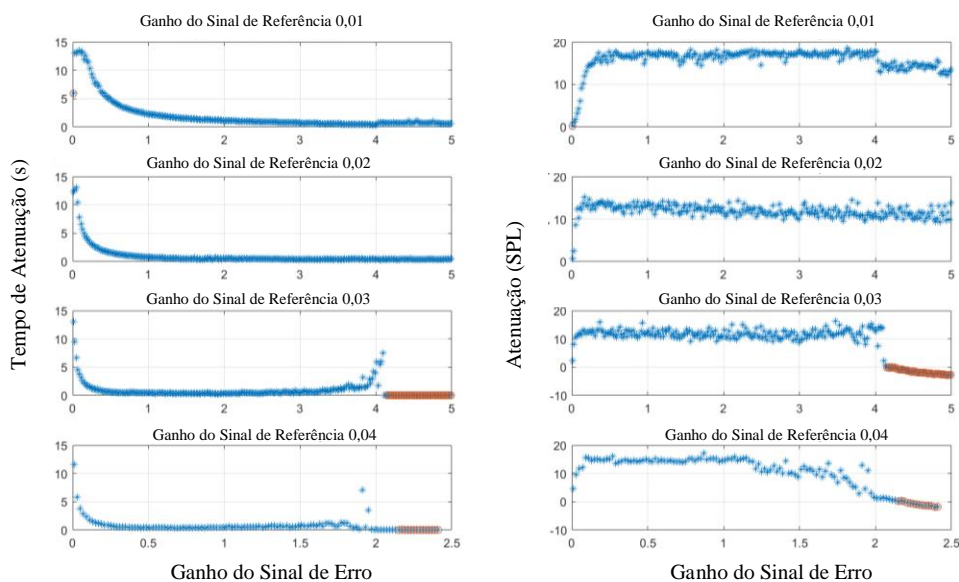


Figura 63: Velocidade de convergência e nível de atenuação para algoritmo com 32 coeficientes.

Nos testes utilizando filtro com 16 coeficientes, foi possível observar uma elevação do nível de ruído residual para os testes que utilizaram os menores valores de ganho dos sinais de entrada. Devido ao atraso na resposta do sistema ANC, assim que o algoritmo foi iniciado, ocorreu um aumento no sinal de erro. Esse aumento é temporário e o algoritmo FXLMS passa a atenuar o ruído após algumas interações. Com a combinação de baixos sinais de erro e sinal de referência e o número reduzido de coeficientes do filtro FIR, o sistema ANC implementado demorou mais tempo que o atribuído a cada teste. Portanto, não foi possível observar as atenuações dos primeiros testes usando um filtro com 16 coeficientes. Usando ganhos mais altos para o sinal de erro, o sistema ANC é capaz de atingir níveis de atenuação em tempo semelhante aos outros filtros testados. Na Figura 64, pode-se observar que o nível máximo de atenuação foi de 18,2 dB.

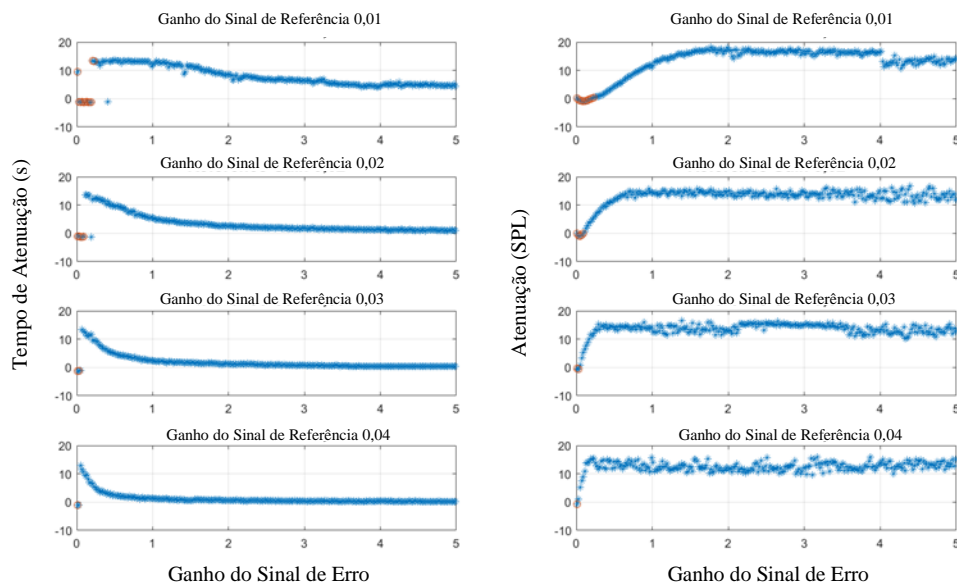


Figura 64: Velocidade de convergência e nível de atenuação para algoritmo com 16 coeficientes.

Em todas as situações, exceto nos testes com filtros de coeficiente 16 e 32, foi possível observar um limite para o aumento do nível do sinal de erro dentro da faixa avaliada. O limite avaliado nos ensaios foi de 5 Volts de pico para o sinal de erro. O nível do sinal de erro possui um limite que, se excedido, causa instabilidade no sistema ANC. Ao aumentar o nível do sinal de referência, o limiar para o nível do sinal de erro diminui e o sistema ANC não converge, mesmo para níveis muito pequenos do sinal de erro. O aumento no número de coeficientes também tem um impacto direto no limite do nível de sinal. Para números maiores de coeficientes, só é possível usar níveis menores no sinal de erro, como pode ser observado ao comparar os dados das Figura 56 e Figura 64.

O tempo gasto pelo sistema ANC para atingir sua maior atenuação mostrou-se maior quando os níveis dos sinais de erro e de referência foram menores. Ao aumentar o nível do sinal de erro, a velocidade de convergência do algoritmo foi reduzida, independente da ordem do filtro. O valor máximo de atenuação para cada comprimento de filtro teve sua melhoria semelhante ao tempo de atenuação. Em níveis maiores do sinal de erro, melhores resultados foram obtidos. A Tabela 6.3 e 6.4 mostram os melhores resultados para cada ordem de filtro.

Tabela 6.3: Resumo dos resultados para os menores tempos de atenuação.

Comprimento do filtro	Menor tempo de atenuação			
	Tempo (s)	Atenuação (dB SPL)	Nível do sinal de referência (V)	Nível do sinal de erro (V)
2000	0.5	13.8	0.04	0.03
1500	0.7	13.0	0.03	0.03
1000	0.7	13.2	0.02	0.05
500	0.8	13.9	0.04	0.03
100	0.4	0.7	0.03	0.11
50	0.4	1.9	0.02	2.77
32	0.4	10.9	0.03	1.21
16	0.4	12.0	0.04	2.45

Tabela 6.4: Resumo dos resultados para os maiores níveis de atenuação.

Comprimento do filtro	Maior nível de atenuação			
	Maior atenuação (dB SPL)	Tempo (s)	Nível do sinal de referência (V)	Nível do sinal de erro (V)
2000	17.5	1.9	0.01	0.05
1500	18.0	1.1	0.01	0.11
1000	17.5	1.2	0.01	0.17
500	13.9	0.8	0.04	0.03
100	9.0	2.1	0.01	0.89
50	18.6	3.2	0.01	0.47
32	18.5	0.5	0.01	3.63
16	18.2	9.7	0.01	1.77

Para determinar os parâmetros de maior influência nos resultados avaliados, também foi aplicada uma análise DOE (*Design Of Experiment*), onde foi identificada a contribuição dos três parâmetros avaliados nas respostas. No gráfico de Pareto é possível observar o nível do sinal de erro sendo o parâmetro com maior influência no tempo de atenuação. O número de coeficientes do filtro mostrou ser o segundo fator de impacto mais alto para o tempo de atenuação, como pode ser visto na Figura 65A. A partir do gráfico de efeitos principais, mostrado na Figura 65B, vemos que o tempo de atenuação diminui quando filtros de ordem superior e valores de ganhos mais elevados são usados.

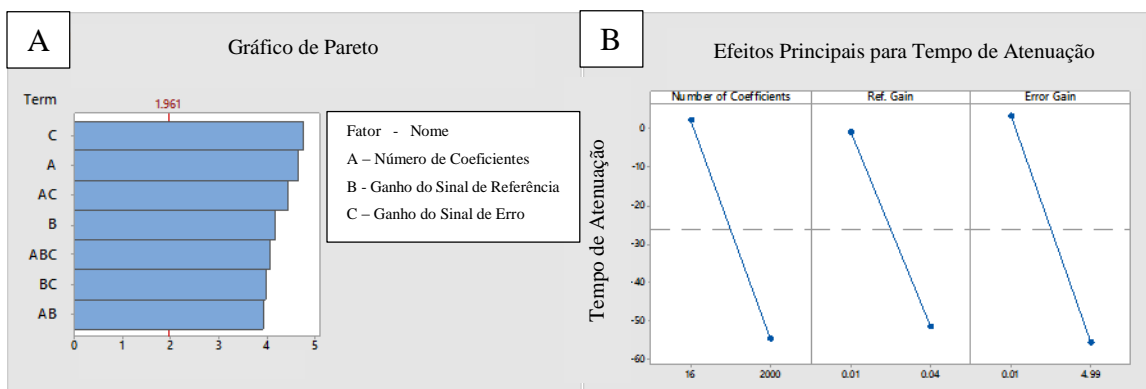


Figura 65: Gráfico de Pareto e efeitos principais para o tempo de atenuação.

Analisando os resultados é possível concluir que níveis muito elevados para o sinal de referência e para o sinal de erro causam a não convergência do sistema ANC. Porém, sinais demasiadamente baixos diminuem a velocidade de convergência do sistema. O número de coeficientes do filtro também influencia no comportamento do sistema em relação aos níveis dos sinais de entrada. Ensaios que utilizaram maior número de coeficientes apresentaram menor tolerância a sinais com maiores amplitudes. Assim sendo, algoritmos com menor número de coeficientes podem ser aplicados em situações de maiores amplitudes dos sinais de erro e de referência, porém, a utilização de um número baixo de coeficientes para o filtro torna o sistema de controle ativo inadequado a situações de atraso dos sinais de erro e controle. Sabe-se que atrasos nos sinais de entrada do sistema ANC são inevitáveis por serem inerentes ao processo de conversão analógico/digital, digital/analógico, processamento dos sinais e pela própria propagação do ruído na planta. Devido aos atrasos inerentes destas etapas do sistema ANC não é viável trabalhar com filtros compostos por poucos coeficientes como apresentado no item anterior.

Para compatibilizar os aprendizados obtidos no item 6.2.1 e também neste item, é possível dizer que o sistema ANC não pode possuir poucos coeficientes a ponto de não permitir qualquer tipo de atraso no sinal de erro e de controle, mas também não pode ter um número demasiadamente grande de coeficientes a ponto de não permitir grandes amplitudes do sinal de entrada. Desta forma os ensaios finais vão utilizar um número próximo de 100 a 1000 coeficientes para satisfazer as constatações dos ensaios passados; outros estudos utilizam valores nesta faixa sendo mais fácil a comparação dos resultados.

6.2.2 Controle ativo de ruído em tubo circular sem escoamento variando frequência

Seguindo metodologia apresentada na seção 5.2.3.1 o controle ativo de ruído utilizando o algoritmo LMS, programado em *LabView* e embarcado em um controlador *FPGA* foi aplicado em um tubo circular sem escoamento. Durante a realização dos ensaios o ruído tonal foi reproduzido por um alto-falante em uma das extremidades do tubo e após propagar era captado pelo microfone de erro. Os gráficos no domínio da frequência apresentadas a seguir, foram gerados antes do sistema ANC entrar em operação. Já o gráfico no domínio do tempo apresenta a evolução do sinal de erro durante o funcionamento do sistema ANC.

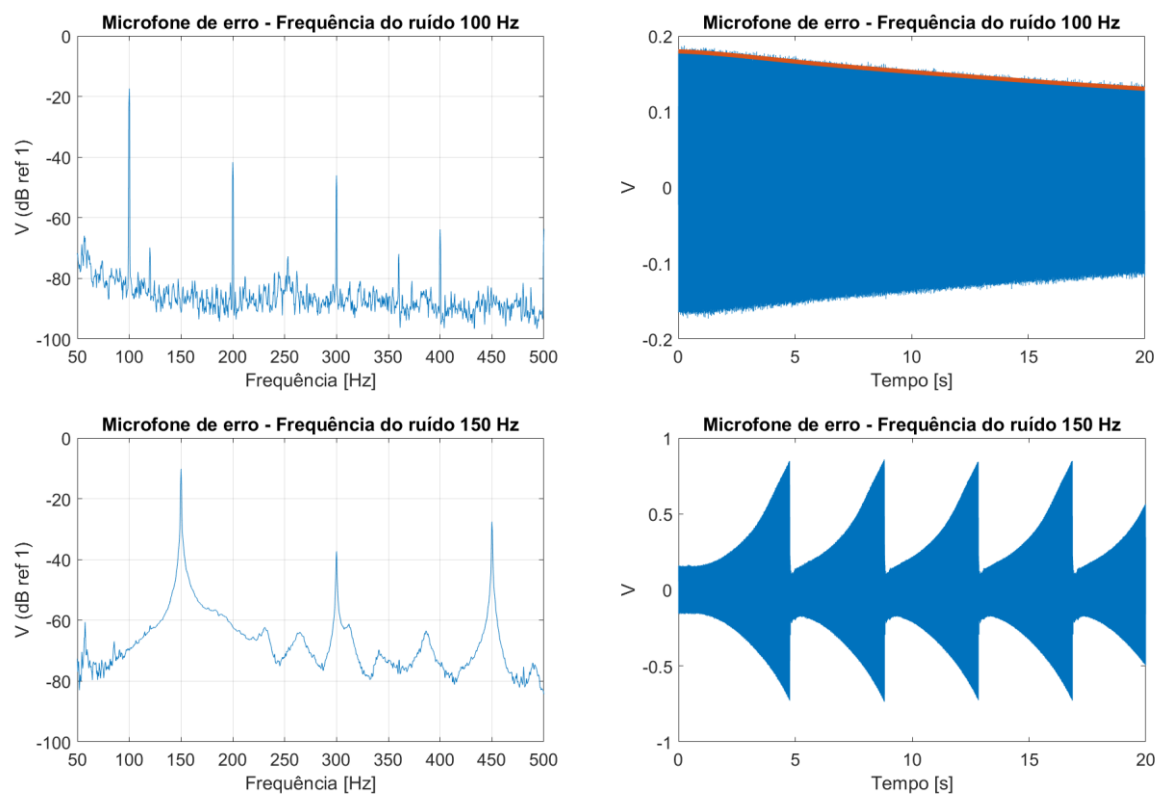


Figura 66: Compilação de ensaios de controle ativo de ruído em tubo circular sem escoamento.

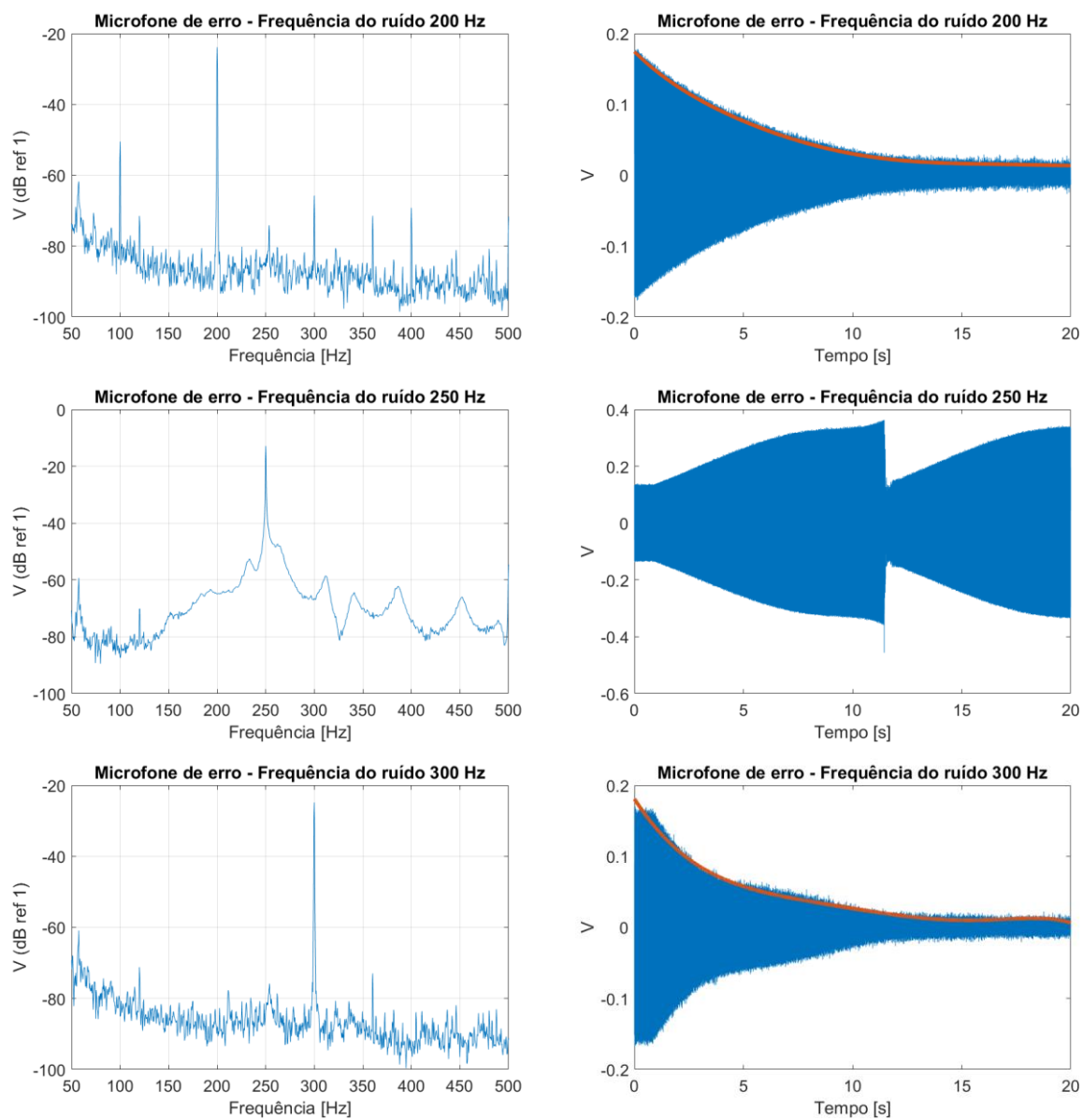


Figura 67: Compilação de ensaios de controle ativo de ruído em tubo circular sem escoamento (continuação).

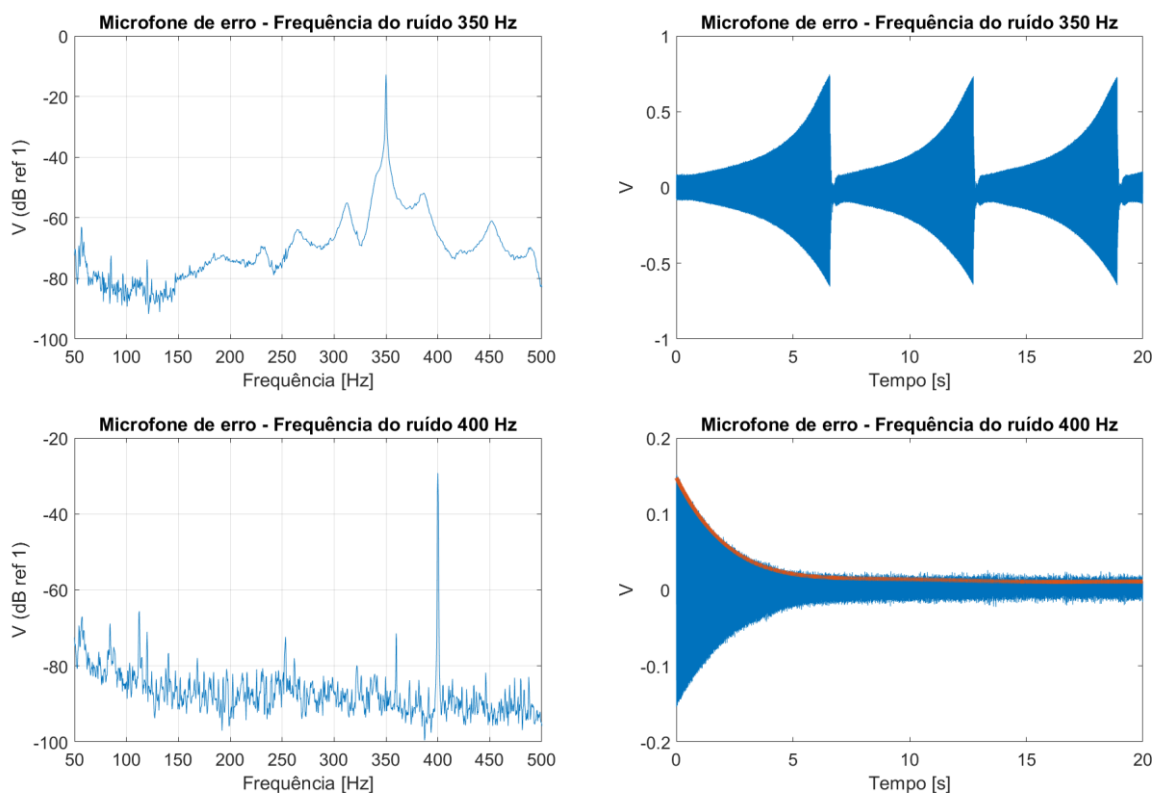


Figura 68: Compilação de ensaios de controle ativo de ruído em tubo circular sem escoamento (continuação).

Observando primeiramente os gráficos no domínio da frequência é possível identificar harmônicos presentes em todos os ensaios sendo proveniente da fonte de ruído. Dos gráficos no domínio do tempo é possível constatar como característica mais evidente a não convergência nos testes que utilizaram ruído com frequência de 150, 250 e 350 Hz. De acordo com o exposto na seção 3.2.2 pode-se calcular as frequências em que a velocidade de volume é elevada para a posição da fonte secundária utilizada no ensaio. Utilizando a equação 3.42 para uma distância de 1,8 m obtemos o gráfico mostrado na Figura 69.

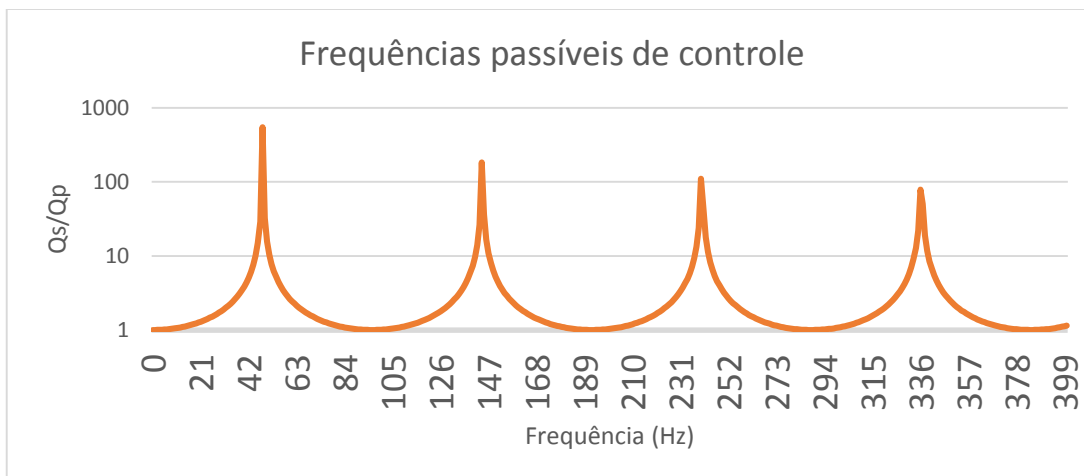


Figura 69: Frequências passíveis de controle para planta experimental sem escoamento.

Por intermédio dos dados fornecidos pelo gráfico anterior é possível observar que nas frequências próximas de 50, 150, 250 e 350 Hz seria necessário produzir um sinal de controle com potência bastante elevada para se conseguir controlar o ruído primário, indo este resultado de encontro com os dados apresentados na Figura 68. Desta forma o sistema de controle tende a aumentar o nível de sua saída indeterminadamente. Para evitar sobrecarga no amplificador e alto-falante, a implementação do algoritmo conta com um recurso de segurança onde o algoritmo é reinicializado caso seu nível de saída exceda determinado valor. Quando o sinal de saída excede o nível de segurança os coeficientes do filtro imediatamente assumem o valor zero, fazendo com que o sinal de controle também zere.

É possível observar nos ensaios usando frequências de 100, 200, 300 e 400 Hz que ocorre a atenuação do ruído. O ensaio utilizando a frequência de 400 Hz apresentou a maior velocidade de atenuação e a mais lenta foi observada no ensaio utilizando a frequência de 100 Hz. Em todos os testes onde a atenuação se mostrou possível o ruído foi atenuado.

De acordo com o posicionamento do alto-falante de controle na planta, não é possível atenuar algumas frequências. Essa limitação deve ser levada em consideração nas situações em que pretendem controlar ruídos em banda larga de frequências. Caso o algoritmo de controle ativo de ruído tente atenuar uma frequência que devido a limitações de posicionamento não torne possível sua atenuação, resultará em um sinal de controle de grande amplitude dessa frequência

específica, levando a uma sobrecarga do sistema ANC sem acarretar um efetivo controle do ruído. Essa situação inviabiliza também a atenuação das demais frequências presentes no ruído de banda larga.

6.2.3 Controle ativo de ruído em tubo circular com escoamento

Nesta seção serão apresentados os dados obtidos através da implementação dos algoritmos de controle ativo de ruído na planta experimental com escoamento. Primeiramente foi avaliado a influência do escoamento nos microfones. Por fim o sistema de controle ativo de ruído foi aplicado na planta experimental com escoamento.

6.2.3.1 Avaliação de posicionamento dos transdutores

De acordo com metodologia apresentada no item 5.2.4 serão apresentados os gráficos correspondentes aos ensaios realizados na planta experimental, composta por um tubo de seção circular acoplado a um ventilador industrial. Estes ensaios tiveram como objetivos caracterizar a qualidade do sinal captado pelo microfone de erro posicionado ao final do tubo. O objetivo destes testes é de verificar a observabilidade dos sinais periódicos gerados pelo ventilador, em diferentes posições do microfone de erro. Duas posições foram analisadas para o microfone com e sem proteção.

Na Figura 70 é apresentada a densidade espectral do ruído captado ao final do tubo com o microfone sendo posicionado ao centro de sua seção transversal. A Figura 71 apresenta o resultado da repetição do ensaio com o posicionamento do microfone, sendo alterado para uma posição lateral próxima a borda do tubo. As Figuras 72 e 73 mostram as repetições dos dois testes anteriores, mas utilizando uma proteção física do tipo *windscreen* para o microfone apresentada no item 5.2.4.

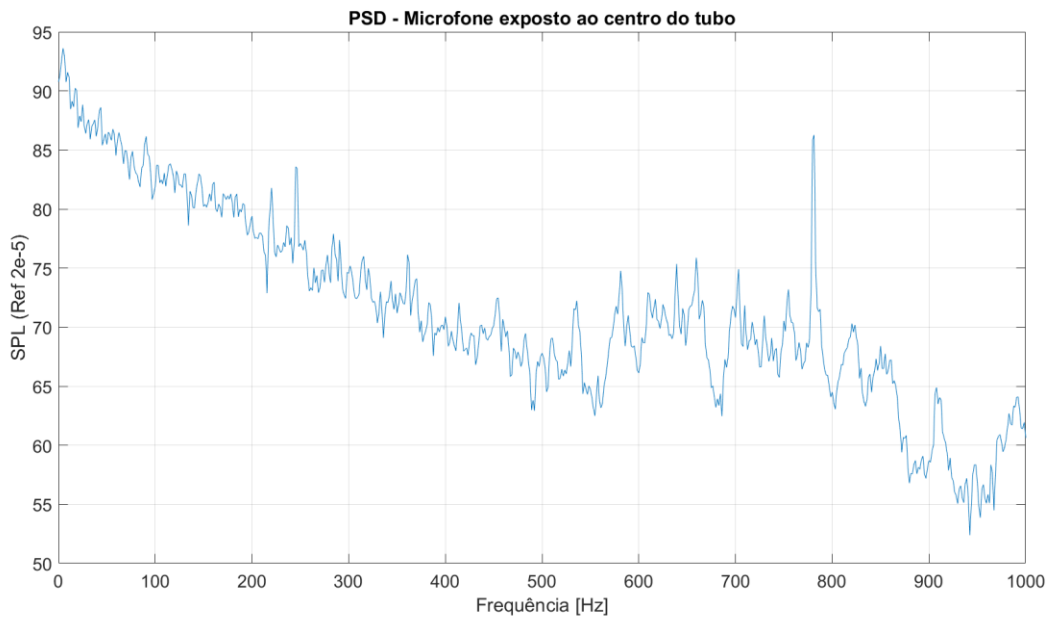


Figura 70: Densidade espectral do ruído gerado pelo ventilador da planta de teste captado pelo microfone exposto ao centro da seção do tubo.

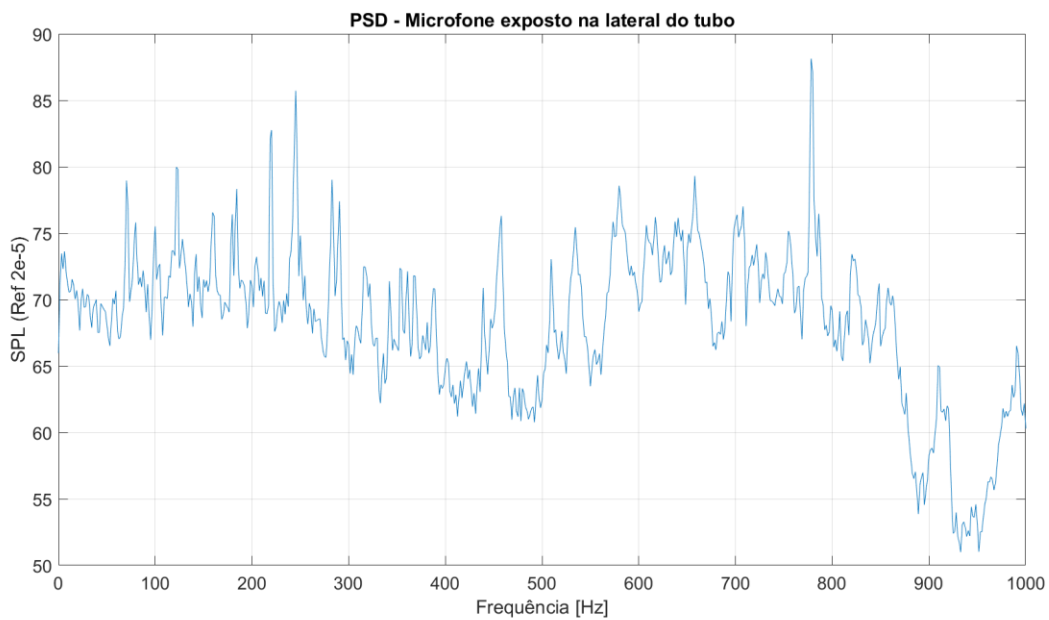


Figura 71: Densidade espectral do ruído gerado pelo ventilador da planta de teste captado pelo microfone exposto na lateral da seção do tubo.

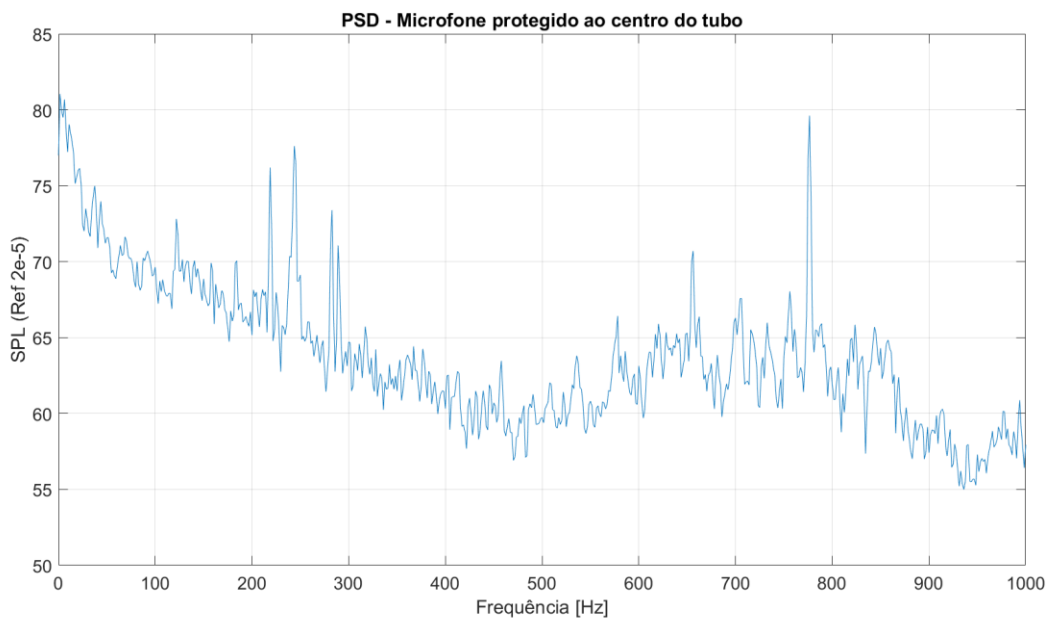


Figura 72: Densidade espectral do ruído gerado pelo ventilador da planta de teste captado pelo microfone protegido ao centro da seção do tubo.

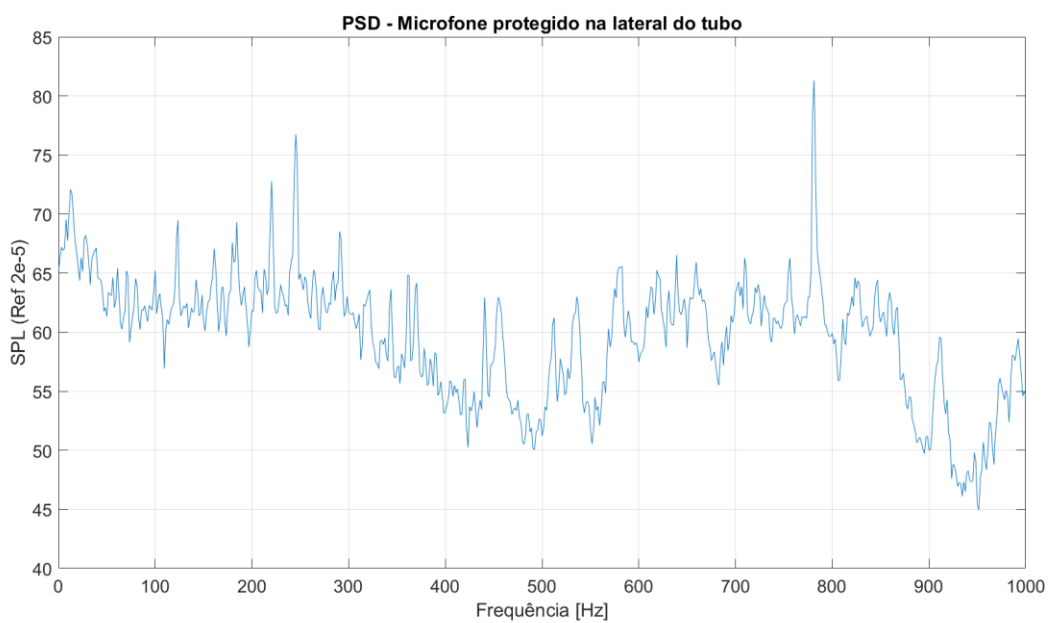


Figura 73: Densidade espectral do ruído gerado pelo ventilador da planta de teste captado pelo microfone protegido na lateral da seção do tubo.

É possível observar nos dois ensaios em que o posicionamento foi realizado ao centro da seção do tubo, um aumento de ruído nas frequências mais baixas, quando comparados os resultados em que o posicionamento foi realizado próximo a borda do tubo. Devido a este aumento de ruído, alguns picos representando frequência abaixo de 200 Hz, são mascarados pelo ruído de fundo, tornando difícil sua identificação. Isto ocorre principalmente no ensaio onde o microfone estava diretamente exposto ao fluxo de ar. Como esta característica ocorre nos dois ensaios, com e sem proteção física, é considerado então que posicionar o microfone próximo na borda do tubo diminui ruídos em baixas frequências. Comparando o sinal obtido dos dois ensaios em que o microfone estava posicionado mais próximo da borda do tubo é possível constatar uma redução do nível global de ruído. Picos abaixo de 100 Hz mostraram ser atenuados mais acentuadamente no ensaio em que foi utilizado a proteção física, com exceção de um pico próximo a 70 Hz que se mostrou mais acentuado neste teste. Para frequências acima de 100 Hz são poucas as variações entre os dois ensaios, microfone com e sem proteção física posicionado na lateral do tubo, além da atenuação global da pressão sonora.

Para a condição onde o microfone pode ser posicionado ao final do tubo, usá-lo diretamente próximo a borda apresenta resultados ligeiramente melhores quando comparado a utilizado do microfone com proteção física.

6.2.3.2 Controle ativo de ruído com escoamento

Os ensaios realizados na planta experimental com escoamento, utilizaram uma velocidade de escoamento de ar fixa de 8,2 m/s. A BPF apresentou a frequência de 237,5 Hz como pode ser observado na Figura 74.

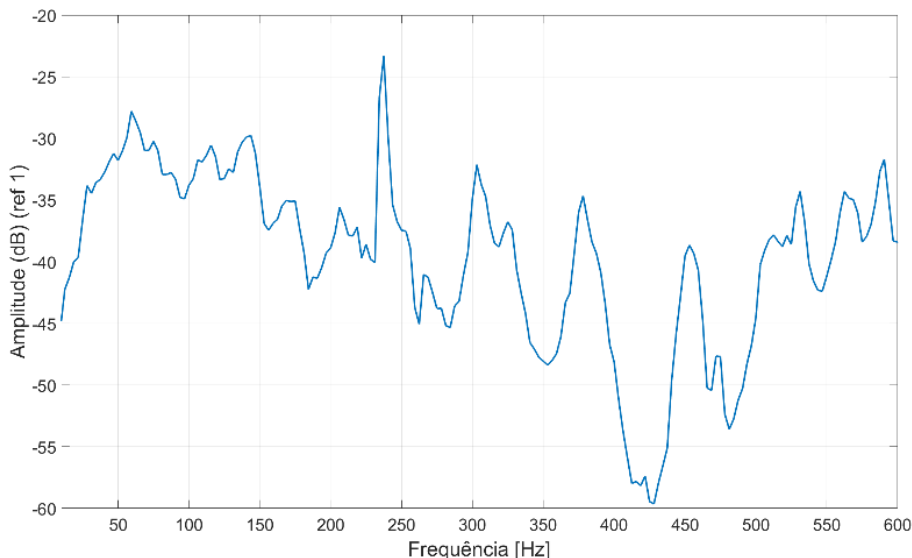


Figura 74: Ruído gerado pelo ventilador.

Os ensaios realizados utilizaram quatro tipos de sinais de referência. Para os primeiros ensaios foi sintetizado um sinal tonal de frequência de 237,5 Hz. Nesta configuração os primeiros ensaios foram realizados utilizando os quatro algoritmos de controle ativo de ruído, buscando avaliar a atenuação que esta frequência específica tem ao se aplicar o sistema ANC. Realizando o cálculo da PSD do sinal de erro antes do sistema ANC entrar em funcionamento e repetindo o cálculo após o sistema ter atenuado o ruído, é possível avaliar o nível de redução das frequências em específico. Os demais testes seguiram a mesma metodologia, mas os sinais de referência introduzido no algoritmo foram alterados. Um sinal sintetizado composto pelo somatório das frequências 237,5; 303,1; 378,1 e 453,1 Hz foi utilizado na segunda bateria de testes. Outros ensaios foram realizados utilizando uma banda entre 50 e 300 Hz do ruído captado do ventilador. Por fim, um misto entre a banda do ruído somado a sinais sintetizados foi utilizado como referência. Além de variar o tipo de sinal de referência, também foi alterado o nível do sinal e o número de coeficientes que compõem o filtro digital dos sistemas ANC.

Em todos os ensaios os algoritmos utilizaram os seguintes parâmetros.

FXLMS: $\mu = 0.003$;

FXLMS/F: $\mu = 0.003$; $\Phi = 0.001$;

C-FXLMS/F: $\mu_1 = 0.01$; $\mu_2 = 0.003$; $\mu\alpha = 10$; $\Phi = 0.001$, $\sigma^+ = 4$, $\lambda_0 = 0$, $a_0 = 0$;

MC-FXLMS/F: $\mu_1 = 0.01$; $\mu_2 = 0.003$; $\mu\alpha = 10$; $\Phi = 0.001$, $\sigma_+ = 4$, $\lambda_0 = 0$, $a_0 = 0$; $\varphi = 10$ dB.

6.2.3.3 Sinal de referência composto por onda tonal sintetizada

Nestes ensaios foi utilizado como sinal de referência para os algoritmos ANC, um sinal senoidal sintetizado de 237,5 Hz. Esta frequência coincide com a frequência do maior pico observado no ruído do ventilador. O sinal sintetizado possui a mesma intensidade do ruído proveniente do ventilador. As Figuras 75, 76 e 77 apresentam o *PSD* referente ao ruído do ventilador que se propaga pela guia de onda, o sinal de referência sintetizado e o *PSD* referente ao sinal de erro para cada algoritmo estudado. Todos os ensaios foram realizados utilizando filtros de 128 coeficientes.

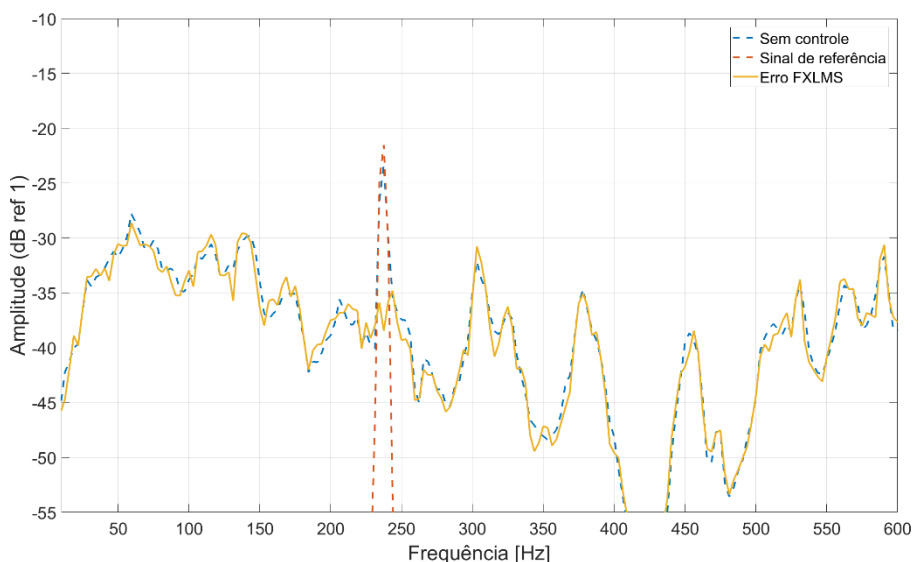


Figura 75: PSD para algoritmo FXLMS utilizando sinal de referência senoidal único - 128 coeficientes.

Utilizando o algoritmo FXLMS foi possível observar uma atenuação de 15,1 dB na frequência referente ao sinal de referência sintetizado. Ponto importante válido para ser mencionado, é a pouca alteração do nível das demais frequências, isso mostra que o algoritmo não acentua o ruído das demais regiões.

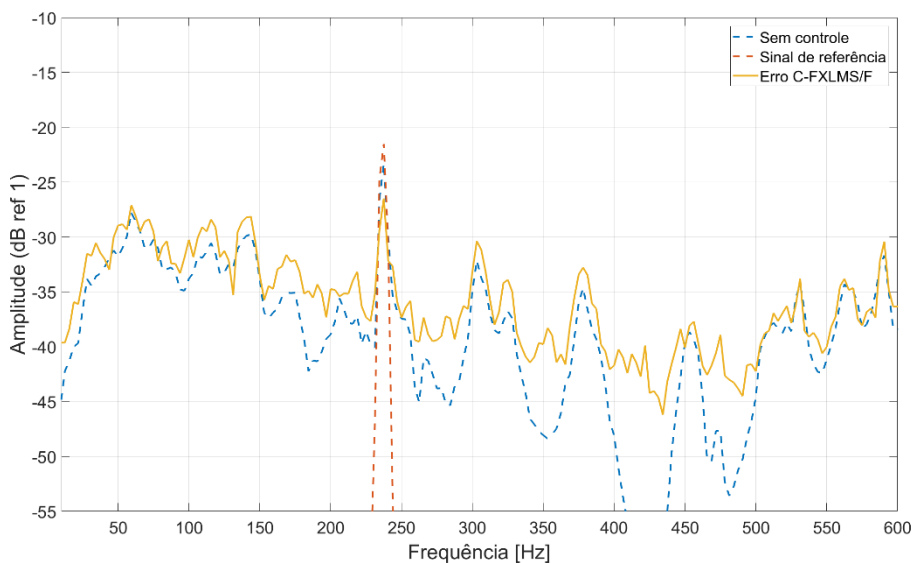


Figura 76: PSD para algoritmo C-FXLMS/F utilizando sinal de referência senoidal único - 128 coeficientes.

No ensaio em que foi utilizado o algoritmo de combinação convexa é possível observar uma atenuação menor quando comparado ao algoritmo FXLMS. A atenuação neste caso foi de 3,2 dB sendo possível observar o aumento em frequências diferentes da frequência de referência. Esse efeito causa um aumento do nível global de ruído.

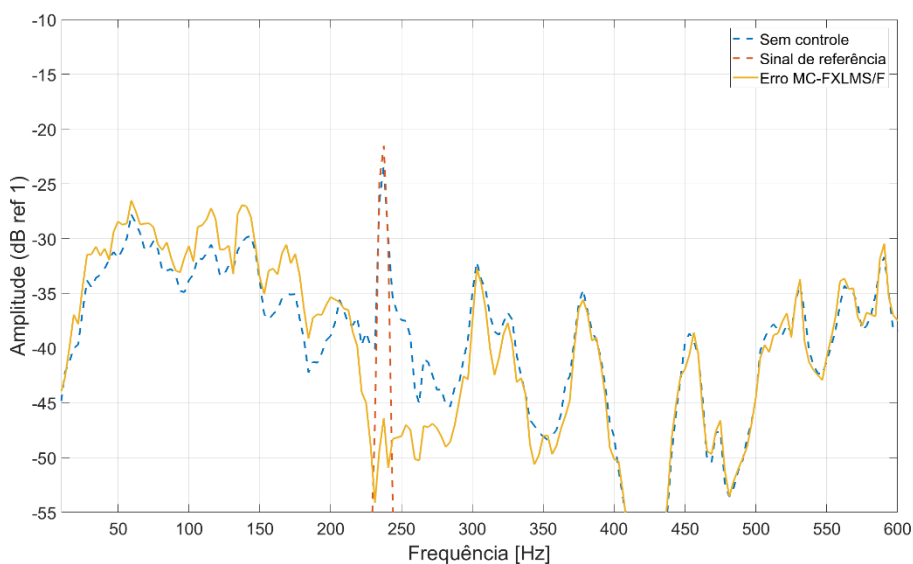


Figura 77: PSD para algoritmo MC-FXLMS/F utilizando sinal de referência senoidal único - 128 coeficientes.

Para os resultados obtidos utilizando o algoritmo MC-FXLMS/F, foi observado que não houve reforço nos níveis das frequências acima da frequência de referência. Por outro lado, as frequências abaixo tiveram um reforço de até 3,3 dB na frequência de 115,6 Hz. Na frequência de referência foi alcançado uma atenuação de 23,1 dB.

Como esperado, os algoritmos realizaram atenuação do ruído na frequência do sinal da referência sintetizada. O algoritmo com melhores resultados foi o MC-FXLMS/F, mas foi observado um reforço do ruído, alcançando 3,3 dB na frequência de 115,6 Hz. Com base nestes resultados buscou-se a melhoria dos níveis de redução de ruído e também um aumento na abrangência das frequências atenuadas adicionando outros sinais ao sinal de referência.

6.2.3.4 Sinal de referência composto por múltiplas frequências

Nos ensaios apresentados a seguir, foram geradas quatro ondas senoidais de frequências semelhantes aos picos encontrados no ruído gerado pelo ventilador. As frequências escolhidas foram 237,5 Hz; 303,1 Hz; 375 Hz e 453,1 Hz. Aplicando novamente os algoritmos FXLMS, C-FXLMS/F e MC-FXLMS/F foram obtidos os PSD dos sinais de erro de cada algoritmo apresentados nas Figuras 78, 79 e 80. Todos os ensaios foram realizados utilizando filtros de 128 coeficientes.

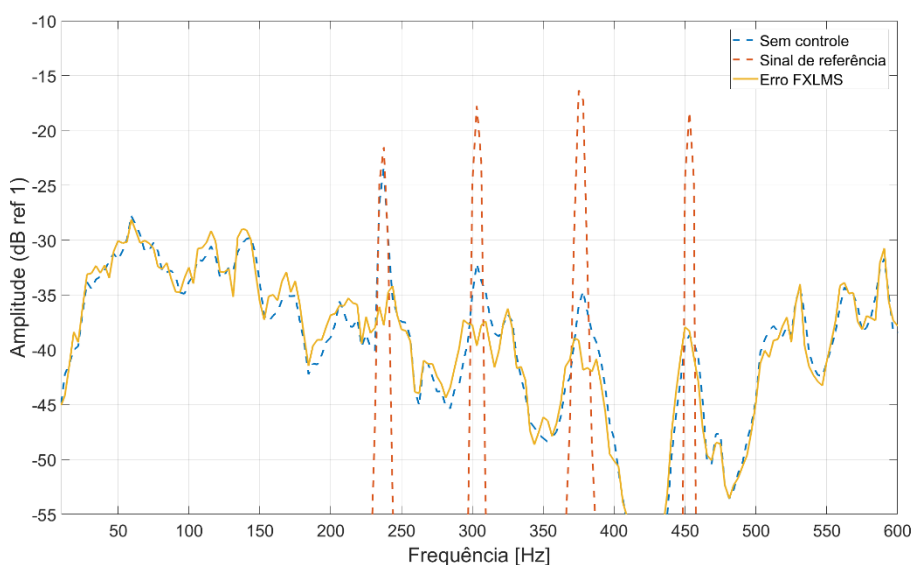


Figura 78: PSD para algoritmo FXLMS utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides utilizando 128 coeficientes.

Para o ensaio utilizando o algoritmo FXLMS foi observado uma atenuação de 14,4 dB para a primeira frequência, 7,5 dB para a segunda frequência, 7,2 dB para a terceira frequência e não foi observada atenuação para a última frequência.

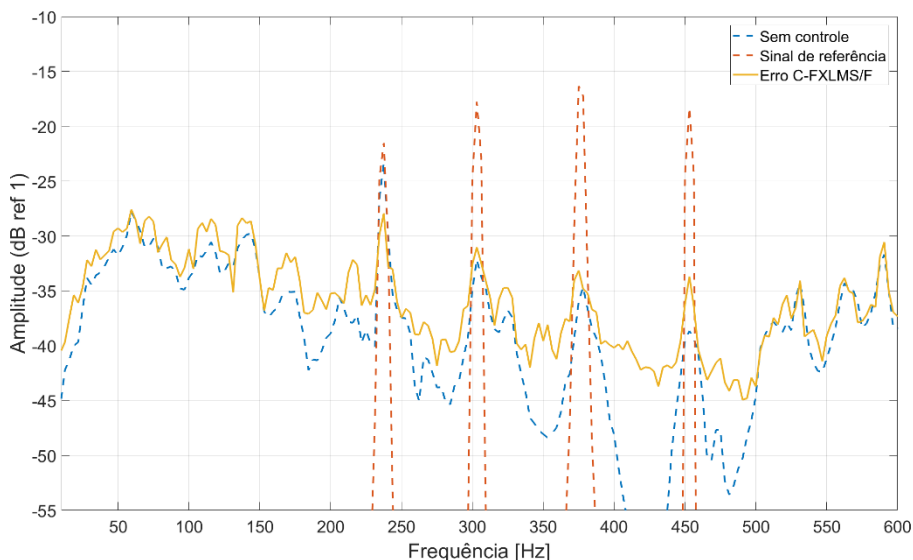


Figura 79: PSD para algoritmo C-FXLMS/F utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides - 128 coeficientes.

O algoritmo C-FXLMS/F obteve atenuação apenas na primeira frequência onde o nível reduziu 4,6 dB. Nas demais frequências ocorreram um reforço de 1,1 dB para a segunda frequência, 1,5 dB para a terceira frequência e 5 dB de ganho para a quarta frequência. Pode ser observado também que o nível de ruído aumentou nas regiões próximas as frequências sintetizadas.

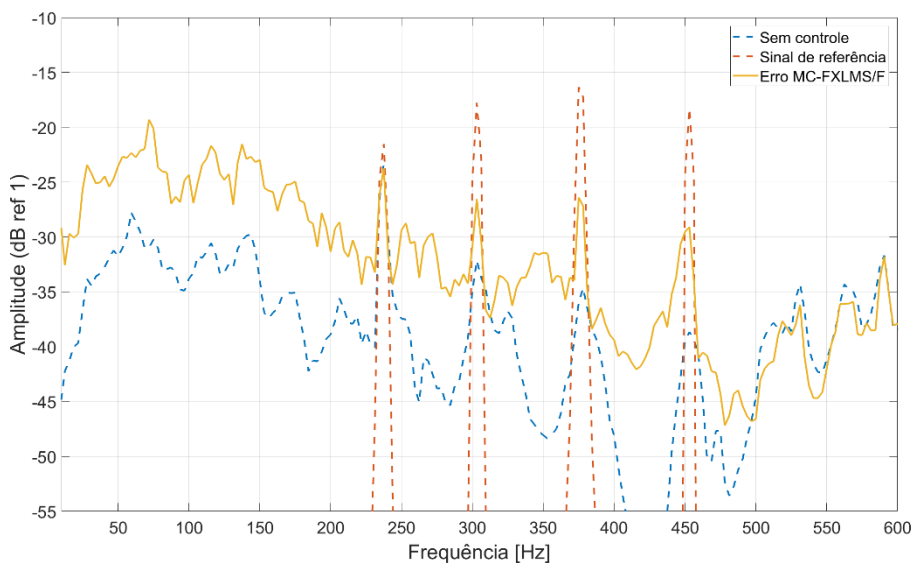


Figura 80: PSD para algoritmo MC-FXLMS/F utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides - 128 coeficientes.

A utilização do algoritmo MC-FXLMS/F mostrou ser completamente ineficiente uma vez que nenhuma das frequências geradas para o sinal de referência foi atenuada. Na maior parte do espectro observado ocorreu um reforço no ruído mostrando a ineficiência do algoritmo nestas condições.

Observando os resultados vemos que a simples geração de ondas senoidais para serem utilizadas como sinal de referência do sistema ANC, não trazem um bom desempenho. Quando as frequências são aplicadas uma por vez o algoritmo de controle ativo é capaz de atenuar a frequência específica, porém, sem um correto casamento das fases entre o sinal sintetizado e o ruído a ser atenuado o sistema ANC não demonstra bons resultados.

Os níveis dos sinais de referência e de erro que alimentam os algoritmos ANC tem grande influência no desempenho do sistema. Refazendo os ensaios para um nível do sinal de referência sintetizado reduzido em 15 dB, é possível observar alterações nos resultados dos ensaios. Nesta nova condição o algoritmo FXLMS passa a ter um desempenho pior, atenuando 3,2 dB a primeira frequência, um reforço de 8,32 dB na segunda frequência e nas demais frequências variações menores do que 1 dB. A Figura 81 apresenta o resultado do ensaio utilizando o algoritmo FXLMS.

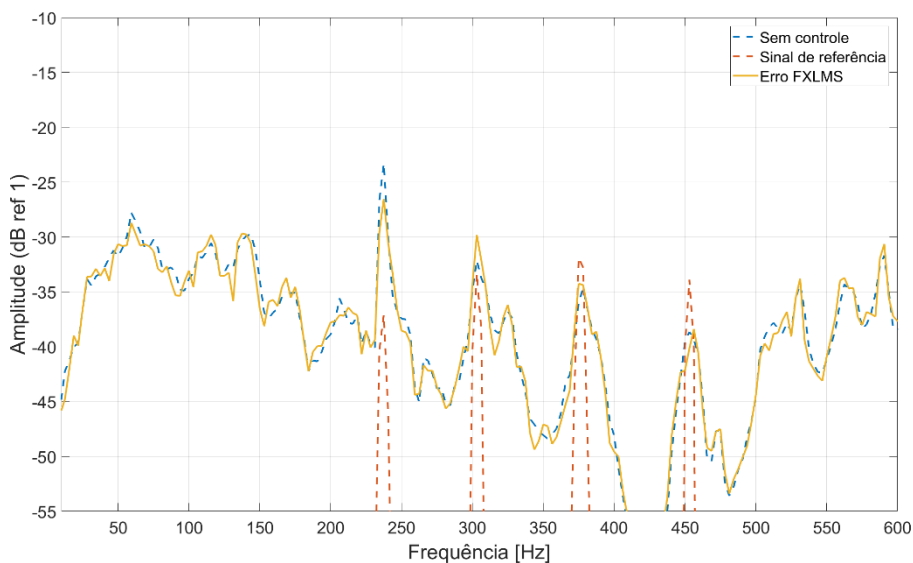


Figura 81: PSD para algoritmo FXLMS utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides em menor nível - 128 coeficientes.

O algoritmo C-FXLMS/F se beneficiou da redução do nível do sinal de referência. De acordo com os dados apresentado na Figura 82, reduzindo o nível do sinal de referência o algoritmo passou a se comportar de modo semelhante ao algoritmo FXLMS. É possível ver uma atenuação de 4,4 dB na primeira frequência sintetizada. Para as demais frequências de referência ocorrem reforços. Uma alteração importante nos resultados é que para estas condições onde utilizou-se um menor nível do sinal de referência, foi que não houve o reforço das demais frequências do espectro do ruído.

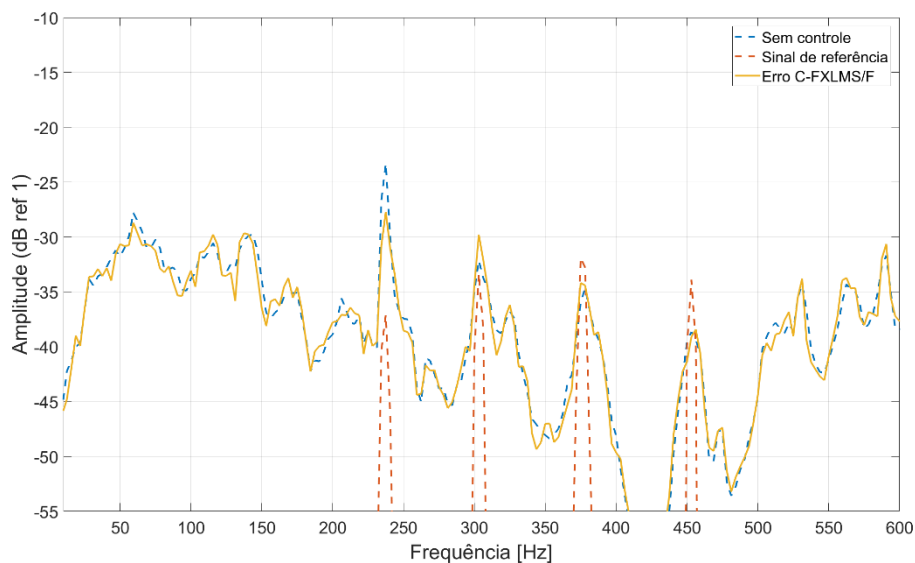


Figura 82: PSD para algoritmo C-FXLMS utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides em menor nível - 128 coeficientes.

O algoritmo que mais se beneficiou da redução do sinal de referência foi o MC-FXLMS/F. Na Figura 83 é possível observar que para a condição de menor sinal de referência, o algoritmo passou a atenuar a primeira, segunda e terceira frequência de referência com reduções de 9,2 dB, 3,0 dB e 5,3 dB respectivamente. A última frequência de referência teve um ligeiro reforço de 1 dB.

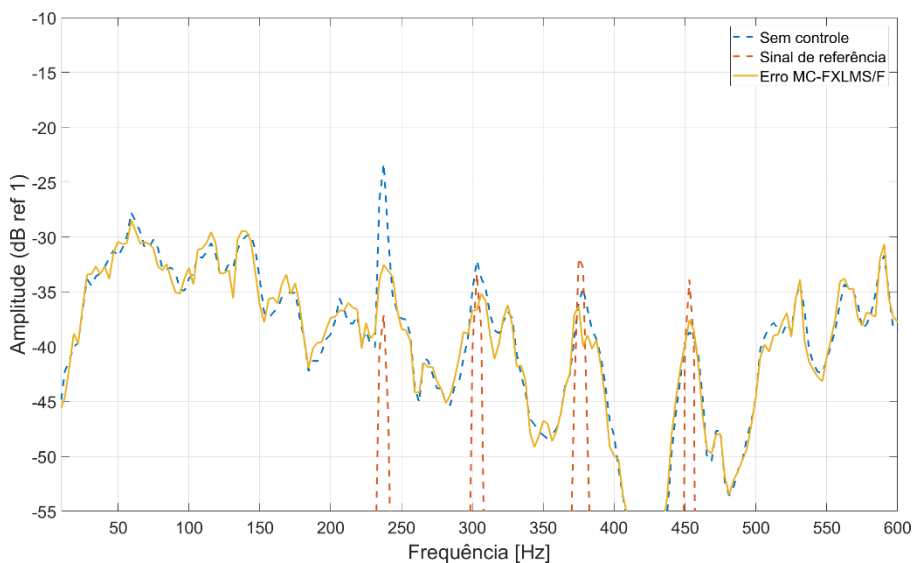


Figura 83: PSD para algoritmo MC-FXLMS utilizando sinal de referência composto por múltiplas senóides em menor nível utilizando 128 coeficientes.

A melhora no desempenho dos algoritmos que utilizam a combinação convexa quando ocorre a redução do nível do sinal de referência, pode ser explicado pela característica de percepção do erro destes algoritmos. Estes algoritmos utilizam o erro elevado a quarta potência, gerando assim reações mais rápidas na atualização dos coeficientes do filtro digital. Um nível de sinal elevado sendo aplicado no filtro digital, combinado com variação maiores dos coeficientes, causam condições onde os algoritmos de combinação convexa passam a não ter sua melhor performance. A diminuição do nível do sinal de referência, propicia uma variação mais suave da saída, levando a um melhor ajuste do sinal de controle. Outra opção para melhorar o desempenho do algoritmo é o aumento do número de coeficientes. Nas Figuras 84 e 85 são apresentados os resultados dos ensaios utilizando o algoritmo MC-FXLMS/F com 512 e 1024 coeficientes utilizando o sinal de referência com nível reduzido.

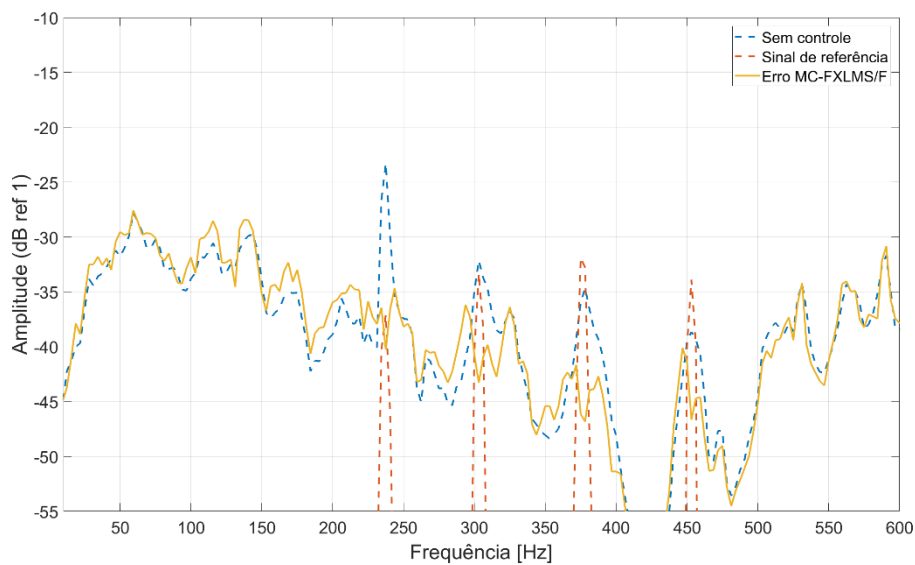


Figura 84: PSD para algoritmo MC- FXLMS/F utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides em menor nível utilizando 512 coeficientes.

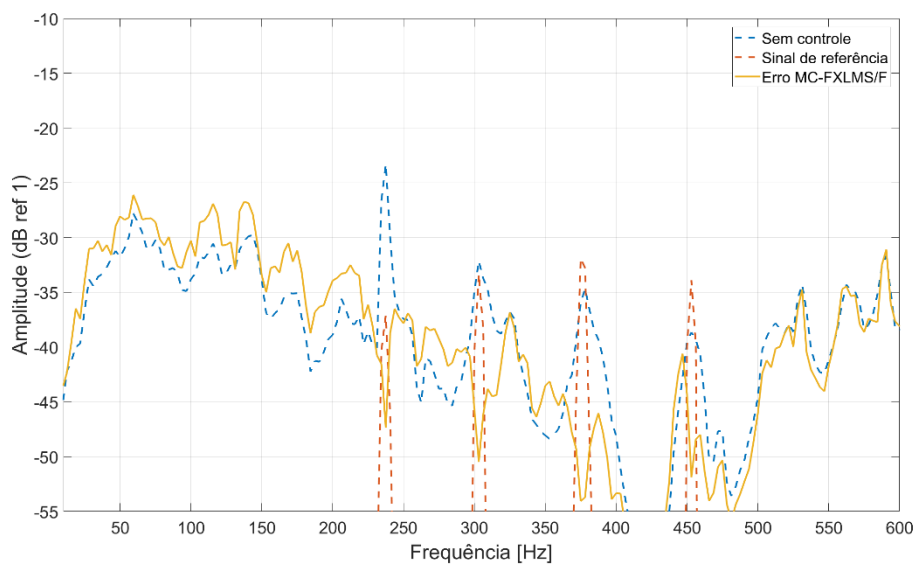


Figura 85: PSD para algoritmo MC- FXLMS/F utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides em menor nível utilizando 1024 coeficientes.

Para o ensaio utilizando 512 coeficientes e algoritmo MC-FXLMS foi observado uma melhora nos níveis de atenuação das frequências sintetizadas. Para a frequência de 237,5 Hz foi obtido a atenuação de 13,1 dB, na frequência de 303,1 Hz a atenuação foi de 11,2 dB. As frequências de 378,1 Hz e 453,1 Hz foram atenuadas de 11,5 dB e 8 dB respectivamente. Utilizando um filtro de 1024 coeficientes, ocorre uma melhora ainda maior no nível de atenuação das frequências estudadas. As atenuações da primeira até a quarta frequência foram de 24,0 dB, 18,4 dB, 19,1 dB e 13,2 dB respectivamente. O algoritmo FXLMS também se beneficia do aumento do número dos coeficientes, mas em menor amplitude, como pode ser observado na Figura 86.

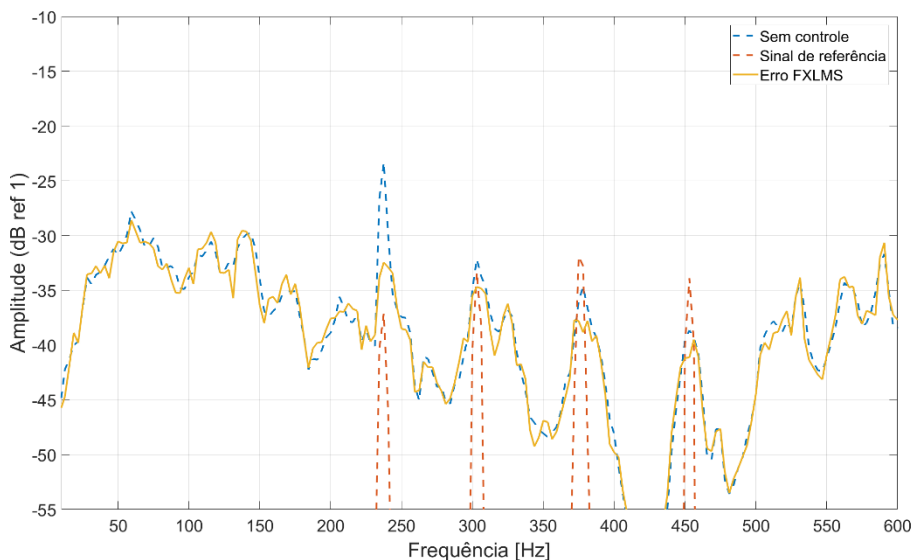


Figura 86: PSD para algoritmo FXLMS utilizando sinal de referência composto por múltiplas senoides em menor nível utilizando 1024 coeficientes.

O algoritmo FXLMS com 1024 coeficientes e sinal de referência com nível baixo obteve uma atenuação de 9,1 dB para a primeira frequência avaliada, 2,6 dB de atenuação para a segunda frequência, 4,2 dB para a terceira e 2,5 dB para a quarta frequência. Desta forma é observado que o algoritmo MC-FXLMS/F se beneficia de sinais de referência com níveis menores quando comparado ao algoritmo FXLMS. Maior número de coeficientes melhoram o desempenho dos algoritmos, mas isso é mais evidente no algoritmo MC-FXLMS/F.

6.2.3.5 Sinal de referência composto por ruído de banda estreita

Nos ensaios cujos resultados são apresentados a seguir, o sinal de referência utilizado foi o ruído do ventilador, após passar por um filtro passa banda sintonizado em 50 Hz a 300 Hz, formando assim uma banda de frequências de menor abrangência do que o espectro do ruído real. As Figuras 87, 88 e 89 mostram os dados referentes aos algoritmos FXLMS, C-FXLMS/F e MC-FXLMS/F.

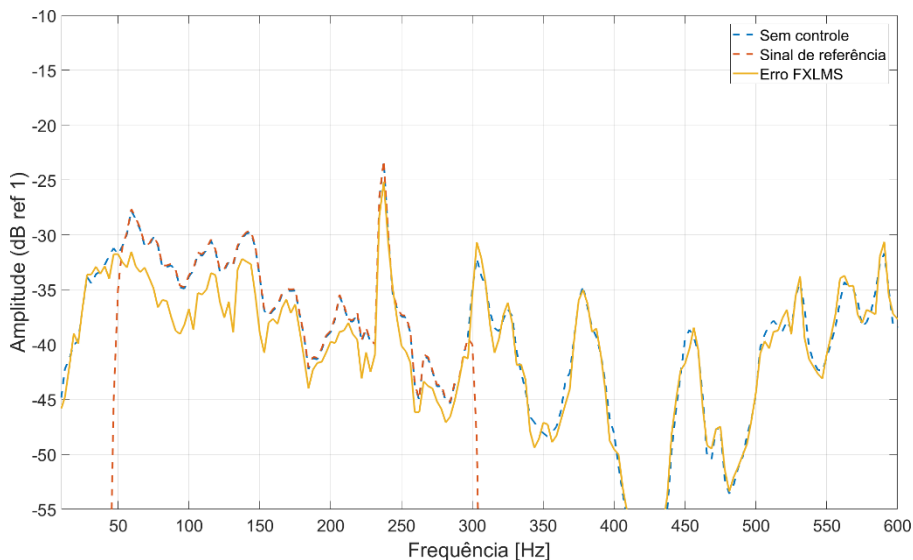


Figura 87: PSD para algoritmo FXLMS utilizando sinal de referência de banda estreita e filtro de 128 coeficientes.

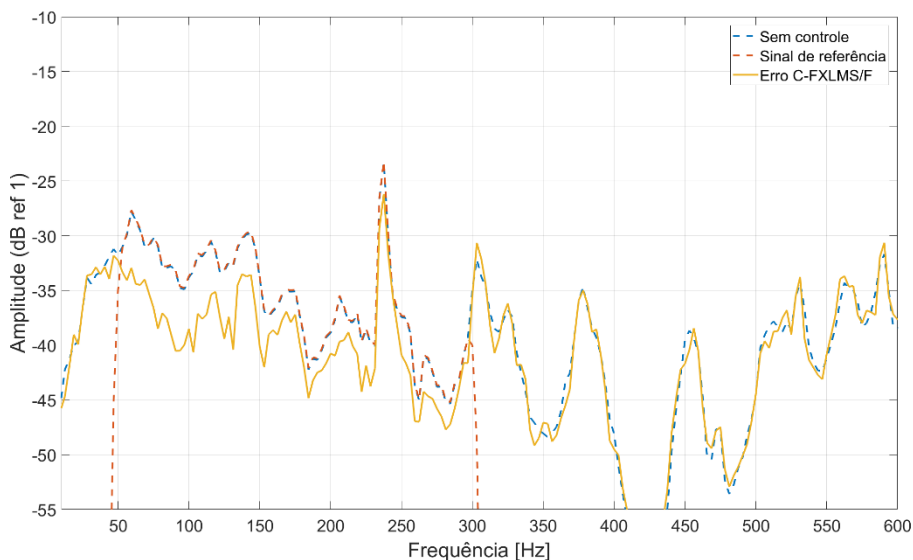


Figura 88: PSD para algoritmo C-FXLMS/F utilizando sinal de referência de banda estreita e filtro de 128 coeficientes.

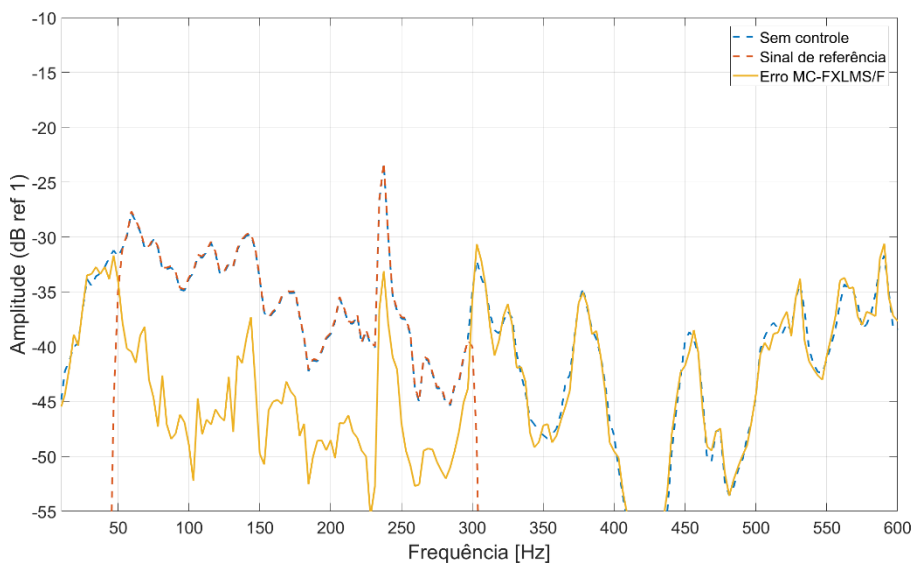


Figura 89: PSD para algoritmo MC-FXLMS/F utilizando sinal de referência de banda estreita e filtro de 128 coeficientes.

Realizando uma análise qualitativa dos resultados apresentados, pode-se dizer que o algoritmo MC-FXLMS/F apresenta melhor desempenho para esta situação onde o sinal de referência é um ruído complexo. Entre os três algoritmos implementados, o algoritmo FXLMS foi o que apresentou o pior resultado.

É possível melhorar o desempenho do algoritmo MC-FXLMS/F somando o sinal sintetizado a banda do ruído real e utilizando 1024 coeficientes. Desta forma é possível alcançar maiores níveis de atenuação. A Figura 90 apresenta o resultado do ensaio com esta configuração.

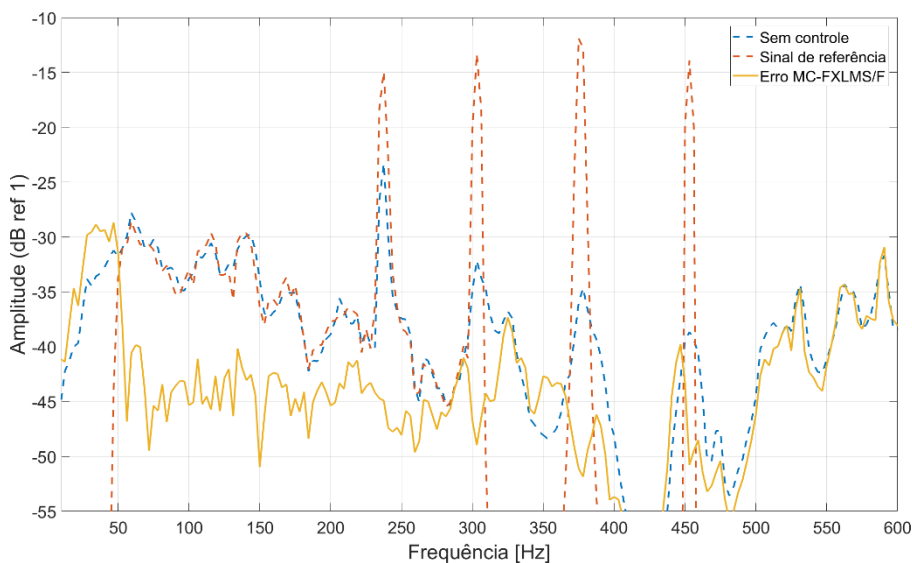


Figura 90: PSD para algoritmo MC-FXLMS/F utilizando sinal de referência de banda estreita e ruído sintetizado com filtro de 1024 coeficientes.

Para situações onde existe a necessidade de atenuar ruídos complexos, algumas estratégias podem ser adotadas para melhorar a eficiência dos algoritmos de controle ativo de ruído. Utilizar ruídos mais simples como sinal de referência pode causar reduções pontuais no espectro de ruído. Porém, a utilização de várias ondas tonais somadas para compor o sinal de referência, não proporciona o mesmo nível de atenuação quando comparado a tons puros. O nível dos sinais de entrada do algoritmo ANC deve ser bem estudado já que níveis muito elevados do sinal de referência leva o algoritmo a divergir. O número de coeficientes do filtro digital também causa influência no nível de atenuação. Filtros de comprimentos maiores tendem se adaptar melhor a sinais complexos, mas esta melhora depende do algoritmo implementado. Por fim, utilizar uma banda estreita do ruído a ser atenuado apresenta resultados interessantes e pode ser aprimorado utilizando a adição de tons puros que coincidam com picos de maiores amplitudes do ruído a ser atenuado.

Entre os ensaios realizadas, o algoritmo MC-FXLMS/F apresentou os melhores resultados, desde que as condições de nível do sinal e número de coeficientes do filtro fossem escolhidos com critério. Menores níveis do sinal de referência se mostraram ser mais adequados, levando a

melhores resultados. Número mais elevados de coeficientes também mostram ser mais indicados para ruídos complexos.

7

CONCLUSÕES

As primeiras aplicações dos algoritmos de controle ativo de ruído observaram a sensibilidade do sistema para algumas características de atraso dos sinais de entrada, sinais de controle e também em relação ao número de coeficientes utilizados nos filtros digitais. De maneira geral uma correta identificação do caminho secundário corrige satisfatoriamente os efeitos dos atrasos impostos aos sinais de entrada e saída, porém o número de coeficientes deve respeitar um limite mínimo. Para número de coeficientes abaixo de 100, o sistema ANC não alcançou o nível de atenuação desejado, ou necessitou de um grande número de interações para alcançá-lo. Por outro lado, simulações computacionais que utilizaram um grande número de coeficientes geraram instabilidades, levando também a não efetividade do sistema de controle ativo. Desta forma uma faixa considerada como aplicável para o número de coeficientes do filtro digital dos sistemas ANC foi de 100 a 1000 coeficientes.

Os ganhos dos sinais de entrada aplicados aos sistemas de controle ativo de ruído, mostraram ter grande influência na eficiência e estabilidade dos algoritmos. Níveis muito elevados, tanto do sinal de referência ou do sinal de erro, levam o algoritmo a divergir, porém, sinais muito baixos causam uma taxa de convergência demasiadamente lenta. Os ensaios experimentais mostraram que aplicando sinais de erro com amplitude mais elevadas, o algoritmo FXLMS apresentou taxa de convergência mais acelerada e menor nível de ruído residual. As variações dos ganhos dos sinais, levam ao algoritmo variar de uma atenuação máxima de 19 dB em 0,5 segundos, até situações onde o sistema ANC se descontrola e não se torna incapaz de atenuar o ruído. Esta foi a motivação para estudar uma forma de aplicar um nível do sinal de erro maior sem o risco do sistema ANC divergir. O algoritmo proposto, MC-ANC, aplica um ganho dinâmico ao sinal de erro gerando ganhos na velocidade de convergência e no nível de atenuação do ruído.

O posicionamento do alto-falante de controle também apresentou influência nas frequências passíveis de controle. A configuração adotada na planta experimental demonstrou não

ser possível atenuar algumas frequências. Esta limitação deu-se devido a velocidade de partículas ser máxima na posição onde foi instalado a fonte secundária.

De posse de todo o aprendizado obtido utilizando o algoritmo FXLMS, os algoritmos FXLMS/F e C-FXLMS/F foram testados em situações semelhantes. Com os resultados mostrando comportamento semelhante foi proposta uma modificação ao algoritmo C-FXLMS/F visando uma melhoria na performance. O algoritmo proposto MC-FXLMS/F, foi implementado primeiramente em simulações no *software* MatLab, apresentando desempenho melhor que os demais, alcançando atenuações de 9 dB superior aos outros algoritmos quando exposto a ruído branco. Em ruído tonal não apresentou melhorias consideráveis no nível de atenuação, mas teve maior velocidade de atenuação, necessitando de cerca de 5000 interações, enquanto os demais algoritmos necessitaram por volta de 15000 interações. O ganho dinâmico aplicado ao sinal de erro, presente no algoritmo MC-FXLMS/F, mostrou torná-lo passível de ter taxa de convergência maior em comparação aos algoritmos FXLMS, FXLMS/F e C-FXLMS/F, em simulações utilizando ruídos tonais e ruído branco.

Na planta experimental composta por um tubo circular e um ventilador industrial, foram avaliados os algoritmos FXLMS, C-FXLMS/F e MC-FXLMS/F. Aplicando a técnica de sinais de referência sintetizados e sinais de referência em banda estreita, cada um dos algoritmos avaliados tiveram configurações, onde mostraram ser mais eficientes. Comparando-se situações ótimas de nível de sinal de referência e número de coeficientes aplicados a cada algoritmo, constatou-se uma melhor performance do algoritmo MC-FXLMS/F. Para a situação onde foi aplicado ruído sintetizado tonal, obteve-se uma atenuação de aproximadamente 25 dB apenas na frequência sintetizada. Para o sinal de referência composto por banda estreita do ruído do ventilador, o algoritmo MC-FXLMS/F alcançou um nível de atenuação de aproximadamente 15 dB quando foi implementado com filtro de 1024 coeficientes.

8

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AKHTAR, M. T.; ABE, M.; KAWAMATA, M. “A new variable step size LMS algorithm-based method for improved online secondary path modeling in active noise control systems.” IEEE Trans. Audio Speech Lang. Process., vol. 14, no. 2, pp. 720–726. 2006

AKHTAR, M. T. (2021): Narrowband feedback active noise control systems with secondary path modeling using gain-controlled additive random noise. Digital Signal Processing. Vol 111.

AKHTAR, M.T.; MITSUHASHI, W. “Improving performance of FxLMS algorithm for active noise control of impulsive noise”. J. Sound Vib., vol. 327, no. 3-5, pp. 647–656. 2009

ARDEKANI, I. T.; ABDULLA, W. H. (2010): Theoretical convergence analysis of FXLMS algorithm. Signal Process., vol. 90, no. 12, pp. 3046–3055.

BARLOW J. B., RAE W. H., POPE A. “Low-Speed Wind Tunnel Testing”, 3rd edition; John Wiley & Sons. 1999.

BARRON, RANDALL F. “Industrial Noise Control And Acoustics.” BWB. New York. 2003.

BEHERA, S. K.; DAS, D. P.; SUBUDHI, B. (2017): *Adaptive nonlinear active noise control algorithm for active headrest with moving error microphones*. *Applied Acoustics.*, vol. 123, pp. 9–19.

BERANEK, LEO L. “*Acoustics.*” American Institute of Physics, Inc. New York. 1996.

BISTAFA, SYLVIO R. “*Acústica aplicada ao controle do ruído.*” São Paulo. Blucher. 2006.

BRANDT, A. “*Noise and Vibration Analysis: Signal Analysis and Experimental Procedures.*” Chichester, UK: John Wiley and Sons, 2011.

CARINI, A., MALATINI, S. “*Optimal Variable Step-Size NLMS Algorithms With Auxiliary Noise Power Scheduling for Feedforward Active Noise Control*”. *IEEE transactions on audio, speech, and language processing*, VOL. 16, NO. 8, NOVEMBER 2008

CAUDANA, E. L.; BETANCOURT, P.; CRUZ, E.; MIYATAKE, M. N.; MEANA, H. P. “*A hybrid noise cancelling algorithm with secondary path estimation. Wseas transactions on signal processing.*” Issue 12, volume 4, december 2008.

CHANG, D. C., CHU, F. T. “*A New Variable Tap-Length and Step-Size FxLMS Algorithm*”. *IEEE SIGNAL PROCESSING LETTERS*, VOL. 20, NO. 11, NOVEMBER 2013

CHANG, D. C.; CHU, F. T. A new variable tap-length and step-size FXLMS algorithm. *IEEE Signal. Process. Lett.*, vol. 20, no. 11, pp. 1122–1125. 2013

CHAPLIN, G.B.B., 1983,” *Anti-sound – The Essex break through*”, *Chartered Mechanical Engineer* 30, 41.

CHEER, J; ELLIOTT, S. J. (2015): Multichannel control systems for the attenuation of interior road noise in vehicles. *Mech. Syst. Signal Process*, vol. 60–61, pp. 753–769.

CRECRAFT, D. I. E GERGELY, S. “*Analog Electronics: Circuits, Systems and Signal Processing*.” Elsevier Ltd. Massachusetts. 2002.

Delfino, L. C. “*Controle ativo de ruído em dutos utilizando processadores digitais de sinais* “ Tese de doutorado. Doutorado em engenharia mecânica. Universidade Federal de Uberlândia. 2005.

DRANT, J.; MICHEAU, P.; BERRY, A. (2021): Active noise control in duct with a harmonic acoustic pneumatic source. *Applied Acoustics*. Vol 176.

DOZIO, L., MANTEGAZZA, P. “*General-purpose processors for active vibro-acoustic control: Discussion and experiences*”. *Control Engineering Practice* 15 (2007) 163–176.

ELLIOTT, S. J. “*Signal Processing for Active Control*.” Academic Press. London. 2001.

FAROOQ, U., MARRAKCHI, Z., MEHREZ, H. TREE-“*Based Heterogeneous FPGA Architectures*.” Springer Science + Business Media. New York. 2012.

FELIX, F. B.; MAGALHÃES, M. D. C.; PAPINI, G. S. (2020): An Improved ANC Algorithm for the Attenuation of Industrial Fan Noise. *Journal of Vibration Engineering & Technologies*. Vol 9.

FELIX, F. B.; MAGALHÃES, M. D. C.; PAPINI, G. S. (2021): Improved active noise control algorithm based on the convex combination method. *Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering*. Vol 43

FERRER, M.; DIEGO, M.; GONZALEZ, A. (2009): Convex combination of adaptive filters for ANC. 16th International Congress on Sound and Vibration, Cracow, Poland.

FERRER, M.; DIEGO, M.; GONZALEZ, A. (2013): Convex combination filtered-x algorithms for active noise control systems. *IEEE Trans. Audio Speech Lang. Process.*, vol. 21, no. 1, pp. 156–167.

FRANCO, P. R. G., CASTRO, M. C. F., CASTRO, F. C. C. “*Processamento digital de sinais: Introdução ao processamento adaptativo de sinais digitais.*” 2001. Disponível em <http://www.feng.pucrs.br/~decastro/download.html>, acessado em 01/02/2017.

FISCHETTI, A. “*Initiation à l'acoustique : Cours et exercices.*” Berlin. 2001.

GAUR, S.; GUPTA, V. K. (2016): A review on filtered-x LMS algorithm. *Int. J. Signal Process. Syst.*, vol. 4, no. 2, pp. 172–176.

GÉRARD, A.; BERRY, A.; MASSON, P. (2005): Control of tonal noise from subsonic axial fan. Part 2: active control simulations and experiments in free field. *Journal of Sound and Vibration*. Volume 288, Issues 4–5, 20 December 2005, Pages 1077-1104

GEORGE, N. V.; GONZALEZ, A. (2014): Convex combination of nonlinear adaptive filters for active noise control. *Appl. Acoust.*, vol. 76, pp. 157–161.

GEORGE, N. V.; PANDA, G. (2012): A robust filtered-s LMS algorithm for nonlinear active noise control. *Appl. Acoust.*, vol. 73, no. 8, pp. 836–841.

GERGES, S. N. “*Ruído: fundamentos e controle.*” Segunda edição. NR Editora. Florianópolis, SC. 2000. 675p.

GUO, H.; WANG, Y. S.; LIU, N. N.; YU, R. P.; CHEN, H.; LIU, X. T. (2018): Active interior noise control for rail vehicle using a variable step-size median-LMS algorithm. *Mechanical Systems and Signal Processing*. vol 109, pp. 15-26.

HANSEN, C.H., SNYDER, S.D. “*Active Control of Noise and Vibration*,” E&FN Spon, London, 1997.

HASSANPOUR, H. E DAVARI, P. “*An efficient online secondary path estimation for feedback active noise control systems*.” *Digital Signal Processing*. Volume 19, Issue 2, March 2009, Pages 241-249.

HÅKANSSON, L., JOHANSSON, S., DAHL, M., SJÖSTEN, P., CLAESSION, I. *Noise Canceling Headsets for Speech Communication*. CRC Press LLC. 2002.

HAYKIN, S. “*Adaptive Filter Theory*,” Fourth edition, Prentice–Hall, Inc., New Jersey, 2002.

HE, H. J.; WANG C. X. (2012): Analysis and simulation study on a new LMS self-adaptive filtering algorithm. *Transducer Microsyst Technol*. vol 31, pp.15-17.

HUANG, B.; XIAO, Y.; SUN, YU. A variable step-size FXLMS algorithm for narrowband active noise control. *IEEE Trans. Audio Speech Lang. Process.*, vol. 21, no. 2, pp. 301–312. 2013

IBRAHIM, S. R. E MIKULCIK, E. C. “*A Method for the Direct Identification of Vibration Parameters from the Free Response*, *Sounds & Vibrations Bulletin*,” pp.183-198, 1977.

J. C. WACHEL, SCOTT J. MORTON, KENNETH E. ATKINS. “*Piping vibration analysis. Proceedings*” of 19th Turbo machinery Symposium. 1990

KERSCHEN, G; GOLINVAL, J., C.; “*Experimental Modal Analysis*”. 2006. Disponível em http://www.ltas-vis.ulg.ac.be/cmsms/uploads/File/Mvibr_notes.pdf >, acessado em 16/04/2017.

KIM, C., JONG, C., ZHANG, X., WANG, P., KIM, J. “*Enhancement of noise reduction efficiency based on compensation in the ANC headset using fixed-point DSP.*” *Applied Acoustics* 116. 2017. 271–282.

KINSLER L.E., FREY A.R., COPPENS A.B., SANDERS J.V., “*Fundamentals of Acoustics*”, 3rd Edition, ISBN 978-0-471-02933-5, Wiley, New York, 1982.

KOZACKY, W. J.; OGUNFUNMI, T. “*A cascaded IIR–FIR adaptive ANC system with output power constraints.*” *Signal Processing Volume 94*, January 2014, Pages 456–464.

KUO, S. M. AND MORGAN, D. R. “*Active Noise Control Systems.*” John Wiley & Sons, Inc., 1996.

KUO, S. M.; MORGAN, D. R. *Active Noise Control Systems: Algorithms and DSP Implementations.* Wiley, New York. 1996

KUO, S. M. AND MORGAN, D. R. “*Active Noise Control: A Tutorial Review.*” *Proceedings of the IEEE*, vol. 87, no. 6, June 1999.

KUO, S. M.; MITRA, S.; GAN, W. S. Active noise control system for headphone applications. *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 14, no. 2, pp. 331–335. 2006

LAM, B.; GAN, W. S.; SHI, D. Y.; NISHIMURA, M; ELLIOTT, S. (2021): Ten questions concerning active noise control in the built environment. *Building and Environment*. Vol 15.

LAZIĆ, Z. R. Design and Analysis of Experiments: Section 2.3, in: *Design of Experiments in Chemical Engineering*. Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, Weinheim, FRG (2005), pp. 262-367

LAZZARINI, VICTOR. “*Elementos de Acústica.*” National University of Ireland. Londrina, jul. 1998.

LEAHY, R.; ZHOU, Z.; HSU, Y. C. (1995): Adaptive filtering of stable processes for active attenuation of impulsive noise. Proceedings of the 1995 International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 5, pp. 2983–2986.

LEE, N., PARK Y., LEE, G. W. “*Frequency-domain active noise control for magnetic resonance imaging acoustic noise*”. Applied Acoustics. 2017.

LEE, H. M.; HUA, Y.; WANG, Z.; LIM, K. M.; LEE, H. P. (2021): A review of the application of active noise control technologies on windows: Challenges and limitations. Applied Acoustics. Vol 174.

LEVA, A., PIRODDI, L. “*FPGA-based implementation of high –speed active noise and vibration controllers*”. Control Engineering Practice 19. 2011. 798–808.

LIU, W.; POKHAREL, P. P.; PRINCIPE, J.C. “*Correntropy: properties, and applications in non-Gaussian signal processing*”. IEEE Trans. Signal Process., vol. 55, no. 11, pp. 5286–5298. 2007

LOISEAU, P.; CHEVREL, P.; YAGOUBI, M.; DUFFAL, J. (2018): Robust active noise control in a car cabin: Evaluation of achievable performances with a feedback control scheme. Control Engineering Practice. vol. 81, pp. 172–182.

LU, L., ZHAO, H. “*Active impulsive noise control using maximum correntropy with adaptive kernel size.*” Mechanical Systems and Signal Processing. 2017.

LU, L.; ZHAO, H.; CHEN, B. “*Improved-variable-forgetting-factor recursive algorithm based on the logarithmic cost for Volterra system identification*”. IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 63, no. 6, pp. 588–592. 2016

LU, L.; ZHAO, H.; CHEN, C. A normalized subband adaptive filter under minimum error entropy criterion. *Signal Image Video Process.*, vol. 10, no. 6, pp. 1097–1103. 2016

LU, L.; ZHAO, H. (2017): Active impulsive noise control using maximum correntropy with adaptive kernel size. *Mechanical Systems and Signal Processing.* vol. 87, pp. 180–191.

LUO, L.; SUN, J.; HUANG, B. (2017): A novel feedback active noise control for broadband chaotic noise and random noise. *Applied Acoustics.*, vol. 116, pp. 229–237.

MAIA, N. M. M E SILVA, J. M. “*Theoretical and Experimental Modal Analysis*”, John Wiley & Sons Inc., New York. 1997.

MOYSÉS, N. H. “*Curso de física básica*”. São Paulo. Edgard Blucher. 1981.

MUNJAL, M. L. “*Acoustics of ducts and mufflers with application to exhaust and ventilation system design.*” John Wily & Sons. New York. 1987.

MUSSA, S. A. “*Análise digitais de sinais.*” Programa de pós-graduação em engenharia mecânica UFSC. 1999

MALUENDA, Y. R. M. “*Propriedades do algoritmo LMS operando em precisão finita.*”. Dissertação. Mestrado em engenharia elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina. 2005.

MANOLAKIS. D.G., V.K. Ingle and S.M. Kogon, “*Statistical and adaptive signal processing: spectral estimation, signal modeling, adaptive filtering and array processing*”, McGraw – Hill, USA, 2000.

NELSON, P. A., ELLIOTT, S. J. “*Active control of sound.*” Academic Press Limited. London. 1992.

NAPOLITANO, K. L. “*Using Singular Value Decomposition to Estimate Frequency Response Functions.*” Topics in Modal Analysis & Testing, Volume 10. 2016

NEWLAND, D. E. “*Random vibrations, spectral and wavelets analysis*”. Addison Wesley Longman Limited. 1993

OLIVEIRA, E. L. “*Controle ativo de ruído aplicado a dutos com propagação de modos acústicos de alta ordem via particionamento axial.*” Tese de doutorado. Doutorado em engenharia mecânica. Universidade Federal de Uberlândia. 2012.

OLIVEIRA, E. L. “*Controle ativo de ruído aplicado a dutos com propagação de modos acústicos de alta ordem via particionamento axial.*” Tese de doutorado. Doutorado em engenharia mecânica. Universidade Federal de Uberlândia. 2012.

PADHI, T.; CHANDRA, M.; KAR, A.; SWAMY, M. N. S. (2017): Design and analysis of an improved hybrid active noise control system. Applied Acoustics. vol. 127, pp. 260–269.

PAPINI, G. S. “*Desenvolvimento de procedimentos de projeto ótimo híbridos para o controle de ruído em dutos de sistemas de exaustão industriais.*” Tese de doutorado. Doutorado em engenharia mecânica. Universidade Federal de Minas Gerais. 2009.

PARK, S. KIM, Y. WOO, S. LEE, K. “*Optimization and calibration strategy using design of experiment for a diesel engine*”, Appl. Therm. Eng. 123, 917–928, 2017.

QIU, X. GAO, M. BURNETT, I. “*A comparison between adaptive anc algorithms with and without cancellation path modelling.*” The 21st International Congress on Sound and Vibration 13-17 July, 2014.

REDDY, R. M.; PANAH, I.M.S.; BRIGGS, R. (2011): Hybrid FXRLS-FXNLMS adaptive algorithm for active noise control in fMRI application. *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 19, no. 2, pp. 474–480.

RUMACK, CAROL M.; WILSON, STEPHANIE R.; CHARBONEAU, J. WILLIAM; LEVINE, DEBORAH. “*Tratado de Ultrassonografia diagnostica*” [tradução Alcir Costa Fernandes Filho...et al.]. – 4.ed. – Rio de Janeiro: Elsevier, 2012.

ROURE, A. “*Self adaptive broadband active noise control systems,*” *J. Sound Vibration.*101, 429. 1985.

SANTAMARÍA, I., POKHAREL, P. P., PRINCIPE, J. C. “*Generalized Correlation Function: Definition, Properties, and Application to Blind Equalization.*” *IEEE transactions on signal processing*, VOL. 54, NO. 6, JUNE 2006

SHASHIKALA PRAKASH, S., KUMAR, T.G. R., RAJA, S., DWARAKANATHAN, D., SUBRAMANI, H., KARTHIKEYAN, C. “*Active vibration control of a full scale aircraft wing using a reconfigurable controller.*” *Journal of Sound and Vibration* 361. 2016. 32–49

SHI, C.; JIA, Z.; XIE, R.; LI, H. (2020): An active noise control casing using the multi-channel feedforward control system and the relative path based virtual sensing method. *Mechanical Systems and Signal Processing.* vol 133.

SICURANZA, G. L., CARINI, A. “*A Generalized FLANN Filter for Nonlinear Active Noise Control.*” *IEEE Transactions on audio, speech, and language processing*, VOL. 19, N°. 8, November 2011

SONG, P.; ZHAO, H. (2018): Filtered-x generalized mixed norm (FXGMN) algorithm for active noise control. *Mechanical Systems and Signal Processing.* vol. 107, pp. 93–104.

SONG, P.; ZHAO, H. (2019): Filtered-x least mean square/fourth (FXLMS/F) algorithm for active noise control. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 120, pp. 69–82.

SUN, G.; LI, M.; LIM, T. C. (2015): A family of threshold based robust adaptive algorithms for active impulsive noise control. *Appl. Acoust.* vol. 97, pp. 30–36.

THAI, N. L., WU, X., NA, J., GUO, Y., TIN N. T., LE, P. X. “*Adaptive variable step-size neural controller for nonlinear feedback active noise control systems.*” *Applied Acoustics*. 2017

WANHAMMAR, L. “*DSP Integrated Circuits*”. Academic Press. London. 1999.

WIDROW, B., STEARNS, S.D. “*Adaptive Signal Processing*”, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ. 1985.

WU, L.; HE, H.; QIU, X. (2011): An active impulsive noise control algorithm with logarithmic transformation. *IEEE Trans. Audio Speech Lang. Process*, vol. 19, no. 4, pp. 1041–1044.

TAN, L.; JIANG, J. (2015): Active control of impulsive noise using a nonlinear companding function. *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 58–59, pp. 29–40.

THORBY, D. “*Structural Dynamics and Vibration in Practice*”. Elsevier. 2008

TURPATI, S.; MORAM, V. (2020): Improved performance of impulse active noise control using active function threshold with absolute harmonic variable step-size algorithm. *Microprocessors and Microsystems*. Vol 77.

VOLD, H., CROWLEY, J., E ROCKLIN, G., T. “*New Ways of Estimating Frequency Response Functions.*” *Sound and Vibration*. Vol. 18, November 1984, pp. 34-38.

WANG, Y. S.; GUO, H.; LI, Y. R.; LIU, N. N.; YANG, C. (2020): Active control for vehicle interior noise based on DWT-FxLMS algorithm using a piezoelectric feedback system. *Applied Acoustics*. Vol 167.

YUKSEL, O. YILMAZ, C. “*Active Noise Control in a Duct With Flow.*” *Journal of Dynamic Systems Measurement and Control* · February 2014.

ZEB, A., MIRZA, A., KHAN, Q. U., SHEIKH, S. A. “*Improving performance of FxRLS algorithm for active noise control of impulsive noise.*” *Applied Acoustics* 116 (2017) 364–374.

ZECH, P. LATO, V. RINDERKNECHT, S. *Direct adaptive feedforward compensation of narrowband disturbances without explicit identification of the secondary path model.* *Journal of Sound and Vibration*, (2017), 4, 282–296.

ZHANGA, Q. Z., GAN, W. S. “*Active noise control using a simplified fuzzy neural network.*” *Journal of Sound and Vibration* 272 (2004) 437–449.

ZHANG, L.; TAO, J.; QIU, X. (2012): Active control of transformer noise with an internally synthesized reference signal. *J. Sound Vib.*, vol. 331, no. 15, pp. 3466–3475.

ZHANG, H.; WANG, D. L. (2021): Deep ANC: A deep learning approach to active noise control. *Neural Networks*. Vol 141.

ZHAO, H.; ZENG, X.; HE, Z. ET AL (2016): Improved functional link artificial neural network via convex combination for nonlinear active noise control. *Appl. Soft Comput.*, vol. 42, pp. 351–359.

ZHAO, H.; ZENG, X.; HE, Z.; LI, T. (2013): Adaptive RSOV filter using the FELMS algorithm for nonlinear active noise control systems. *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 34, no. 1, pp. 378–392.

ZHAO, H.; ZENG, X.; ZHANG, X.; HE, Z.; LI, T. (2012): Adaptive extended pipelined second-order Volterra filter for nonlinear active noise controller. *IEEE Trans. Audio Speech Lang. Process.*, vol. 20, no. 4, pp. 1394–1399.

ZHAO, J.; ZHANG, H.; WANG, G. (2019): Fixed-point generalized maximum correntropy: Convergence analysis and convex combination algorithms. *Signal Processing*. vol 154. Pp 64-73.

ZHOU, Y.; ZHANG, Q.; YIN, Y. (2015): Active control of impulsive noise with symmetric α -stable distribution based on an improved step-size normalized adaptive algorithm. *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 56–57, pp. 320–339.