

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
E INFORMÁTICA INDUSTRIAL

THIAGO MENDES PEREIRA

**UTILIZAÇÃO DE FILTROS ADAPTATIVOS EM SISTEMAS DE
REDUÇÃO ATIVA DE RUÍDO PARA AMBIENTES AMPLOS**

DISSERTAÇÃO

CURITIBA

2019

THIAGO MENDES PEREIRA

**UTILIZAÇÃO DE FILTROS ADAPTATIVOS EM SISTEMAS DE
REDUÇÃO ATIVA DE RUÍDO PARA AMBIENTES AMPLOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do grau de “Mestre em Ciências” – Área de Concentração: Engenharia de Automação e Sistemas.

Orientadora: Prof. Dra. Lúcia Valéria Ramos de Arruda.

CURITIBA

2019

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

Pereira, Thiago Mendes

Utilização de filtros adaptativos em sistemas de redução ativa de ruído para ambientes amplos [recurso eletrônico] / Thiago Mendes Pereira.-- 2019.

1 arquivo texto (97 f.) : PDF ; 3,20 MB.

Modo de acesso: World Wide Web.

Texto em português com resumo em inglês.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial.

Área de Concentração: Engenharia de Automação e Sistemas, Curitiba, 2019.

Bibliografia: f. 92-94.

1. Engenharia elétrica - Dissertações. 2. Ruído industrial. 3. Ruído - Efeito fisiológico. 4. Controle de ruído. 5. Controle ativo de ruído e vibração. 6. Pressão sonora - Medição. 7. Interferência (Som). 8. Filtros adaptativos. 9. Filtros elétricos digitais. 10. Processamento de sinais - Técnicas digitais. 11. Métodos de simulação. 12. Software - Validação. I. Arruda, Lúcia Valéria Ramos de, orient. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. III. Título.

CDD: Ed. 23 -- 621.3

Biblioteca Central do Câmpus Curitiba - UTFPR
Bibliotecária: Luiza Aquemi Matsumoto CRB-9/794



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação

TERMO DE APROVAÇÃO DA DISSERTAÇÃO Nº 840

A Dissertação de Mestrado intitulada “**Utilização de Filtros Adaptativos em Sistemas de Redução Ativa de Ruído para Ambientes Amplos**” defendida em sessão pública pelo(a) candidato(a) **Thiago Mendes Pereira**, no dia **27 de setembro de 2019**, foi julgada para obtenção do título de Mestre em Ciências, área de concentração **Engenharia de Automação e Sistemas**, e aprovada em sua forma final, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial.

BANCA EXAMINADORA:

Prof(a). Dr(a). Lúcia Valéria Ramos de Arruda – Presidente (UTFPR)

Prof(a). Dr(a). Rodrigo Jardim Riella – (UFPR/LACTEC)

Prof(a). Dr(a). Daniel Rodrigues Pipa – (UTFPR)

A via original deste documento encontra-se arquivada na Secretaria do Programa, contendo a assinatura da Coordenação após a entrega da versão corrigida do trabalho.

Curitiba, 27 de setembro de 2019

Dedico este trabalho a meus pais José e Eliete, que sempre me ensinaram que o maior bem que uma pessoa pode ter é a educação.

Dedico também à minha esposa Yvana, que pacientemente esteve ao meu lado e me apoiou por todos estes anos, mesmo na minha ausência para me dedicar aos estudos.

Dedico ao meu amigo Walisson, que se aventurou junto comigo nesta jornada pelo conhecimento.

Dedico aos meus líderes Thomas e Masetto, que me incentivaram e ofereceram todo o suporte para que esta ideia se traduzisse em um estudo acadêmico.

E finalmente, dedico este trabalho ao meu filho Enzo, a razão pela qual levanto e vou à luta todos os dias, na esperança de deixar-lhe um legado que se transmitirá também para as próximas gerações.

AGRADECIMENTOS

Agradeço à professora Valéria pela orientação, pelos conselhos, ensinamentos e principalmente, pela paciência demonstrada neste longo período de convívio.

Agradeço também à empresa Robert Bosch Limitada, por todo o incentivo dado à minha pesquisa, seja através do tempo dedicado aos estudos e no fornecimento dos equipamentos e recursos necessários para a realização do projeto.

Por fim, agradeço a todos que de forma direta ou indireta me apoiaram e contribuíram para o resultado deste trabalho.

“Eu sempre agi de acordo com o princípio de que ‘eu prefiro perder dinheiro do que confiança.’ A integridade das minhas promessas, a crença no valor dos meus produtos e na minha palavra de honra sempre tiveram uma maior prioridade para mim do que um lucro transitório.”

Robert Bosch

RESUMO

PEREIRA, Thiago M. UTILIZAÇÃO DE FILTROS ADAPTATIVOS EM SISTEMAS DE REDUÇÃO ATIVA DE RUÍDOS PARA AMBIENTES AMPLOS. Dissertação – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2019.

O ruído industrial é um preocupante tema de saúde e segurança ocupacional dos trabalhadores. A exposição prolongada a ruídos pode gerar perda auditiva ou até mesmo problemas cardíacos e psicológicos. Este trabalho visa a avaliação de um sistema de redução ativa de ruído a fim de se reduzir o nível de pressão sonora gerado por máquinas rotativas em ambientes amplos. O sistema funciona através da geração de um anti-som que, ao se encontrar com o ruído indesejado, gera regiões de interferência destrutiva, reduzindo a intensidade sonora. Este anti-som é gerado através da utilização de um software de controle com filtros digitais adaptativos, que corrigem a fase e a amplitude de um sinal de referência, a fim de se obter a menor amplitude sonora resultante no encontro das frentes de onda. Resultados experimentais obtidos em dois tipos de ambientes são apresentados, demonstrando a eficácia da técnica desenvolvida, especialmente quando aplicada a baixas frequências. Em um ruído tonal de 200 Hz foi possível reduzir o som do ambiente como todo, em média em 9,1 dB (redução de 87,7% da intensidade sonora), com pontos de atenuação de até 34,5 dB (redução de 99,96% da intensidade sonora) nas proximidades do microfone de erro.

Palavras-chave: Redução ativa de ruído, Filtros adaptativos, Cancelamento de ruído, Filtros digitais

ABSTRACT

PEREIRA, Thiago M. USAGE OF ADAPTIVE FILTERS IN ACTIVE NOISE CANCELLATION SYSTEMS FOR BROAD ENVIRONMENTS. Dissertação – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2019.

Industrial noise is a worrisome occupational health and safety subject-matter for employees. Prolonged exposure to noise may generate hearing loss or even heart or psychological problems. This study aims to evaluate the feasibility of an active noise control system to reduce sound pressure level generated by rotary machines in broad environments. The system works through the generation of an anti-sound that, when colliding with the unwanted noise, generates regions of destructive interference, reducing the sound intensity level. This anti-sound is generated through a control software with digital filters, that correct the phase and amplitude of a reference signal, in order to obtain the lowest resulting sound amplitude in the merging point of the wavefronts. Experimental results obtained in two rooms are also presented, showing the technique performance, mainly when applied to low frequencies. In a 200 Hz tonal noise, it was possible to reduce the overall ambient noise in 9,1 dB (reduction of 87,7% of sound intensity), with maximum attenuation points of 34,5 dB (reduction of 99,96% of sound intensity) in the error microphone region.

Keywords: Active noise reduction, adaptive filters, noise cancelling, digital filters

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	- Sistema híbrido <i>feedback/feedforward</i>	17
FIGURA 2	- Sistema de cancelamento de ruídos multicanal.....	18
FIGURA 3	- Técnica de modelagem da função eletroacústica do meio sem ruído adicional.....	19
FIGURA 4	- Predição por Lattice.....	20
FIGURA 5	- Sistema de redução de ruído no domínio da frequência.....	20
FIGURA 6	- Sistema de redução de ruído por sub-bandas.....	21
FIGURA 7	- Sistema de redução de ruído em um interferômetro.....	22
FIGURA 8	- Sistema ANC híbrido <i>feedforward/feedback</i> com filtro VSS-LMS.....	23
FIGURA 9	- Sistema ANC híbrido digital/analógico.....	24
FIGURA 10	- Desempenho do sistema ANC no fone JBL E65BTNC.....	25
FIGURA 11	- Sistema ANC com algoritmo genético.....	26
FIGURA 12	- Processo de evolução dos pesos do filtro em um algoritmo genético....	26
FIGURA 13	- Compressão e rarefação das moléculas de ar.....	27
FIGURA 14	- Interferência destrutiva de ondas.....	28
FIGURA 15	- Amplitude resultante em função da defasagem das ondas.....	29
FIGURA 16	- Interferência construtiva e destrutiva na propagação do som.....	30
FIGURA 17	- Encontro de frentes de onda de 100 Hz com defasagem de 4,75 ms....	32
FIGURA 18	- Encontro de frentes de onda de 500 Hz com defasagem de 4,75 ms....	32
FIGURA 19	- Intensidade sonora na propagação do som.....	34
FIGURA 20	- Curva de ponderação A.....	36
FIGURA 21	- Espectro sonoro de uma linha de produção de bombas injetoras diesel.....	38
FIGURA 22	- Espectro sonoro no interior de um veículo com motor de combustão interna.....	39
FIGURA 23	- Funções de transferência para filtros.....	40
FIGURA 24	- Soma de senóides no domínio do tempo e da frequência.....	40
FIGURA 25	- Senóides filtradas no domínio do tempo e da frequência.....	41
FIGURA 26	- Diagrama de Bode do filtro passa-baixa - a)magnitude, b)fase.....	42
FIGURA 27	- Defasagem imposta pelo filtro.....	43
FIGURA 28	- Estrutura de um filtro digital.....	44
FIGURA 29	- Resposta do filtro digital 1 – a) magnitude b) fase.....	45
FIGURA 30	- Resposta do filtro digital 2 – a) magnitude b) fase.....	45
FIGURA 31	- Alteração do sinal de entrada em função dos ganhos do filtro.....	46
FIGURA 32	- Diagrama de um filtro FIR.....	47
FIGURA 33	- Diagrama de um filtro IIR.....	47
FIGURA 34	- Influência da ordem do modelo na redução de ruído.....	48
FIGURA 35	- Sistema de controle tipo <i>feedback</i>	49
FIGURA 36	- Sistema de controle tipo <i>feedforward</i>	49
FIGURA 37	- Espectro sonoro de uma máquina rotativa em função da rotação.....	50
FIGURA 38	- Visão geral de um sistema de redução ativa de ruído <i>feedforward</i>	51
FIGURA 39	- Filtro de controle do sistema de atenuação ativa de ruído.....	52
FIGURA 40	- Definição do sinal de erro.....	52
FIGURA 41	- Superfície de erro para um filtro de 2 coeficientes.....	54
FIGURA 42	- Filtro FIR como um estimador da função de transferência do sistema..	55
FIGURA 43	- Estimativa da função de transferência eletroacústica do meio.....	58
FIGURA 44	- Espectro do ruído rosa.....	58

FIGURA 45	- Filtro estimador da função de transferência do meio.....	59
FIGURA 46	- Visão geral do sistema ANC implementado para estudo.....	61
FIGURA 47	- Tempo da malha de controle em função da distância do microfone de erro.....	62
FIGURA 48	- MicroLabBox.....	63
FIGURA 49	- Implementação em Simulink do sistema ANC proposto (visão geral).....	63
FIGURA 50	- Experimento de controle do sistema ANC no Control Desk.....	64
FIGURA 51	- Diagrama de blocos do software de controle.....	64
FIGURA 52	- Interface da RTI com leitor de frequência.....	65
FIGURA 53	- Gerador de onda.....	65
FIGURA 54	- Gerador de harmônicas.....	66
FIGURA 55	- Geração das harmônicas em função da rotação e <i>engine order</i>	66
FIGURA 56	- Vista interna do bloco de geração de harmônicas.....	67
FIGURA 57	- Leitura do sinal de erro para estimador da função de transferência.....	67
FIGURA 58	- Filtro estimador da função de transferência do meio.....	68
FIGURA 59	- Saída do filtro de controle para o alto-falante.....	69
FIGURA 60	- Implementação do filtro de controle.....	69
FIGURA 61	- Microfone Behringer ECM8000.....	71
FIGURA 62	- Resposta em frequência do microfone Behringer ECM8000.....	71
FIGURA 63	- Mesa de som Yamaha MG06.....	72
FIGURA 64	- Caixa de som Yamaha DXR10.....	72
FIGURA 65	- Resposta em frequência da caixa de som Yamaha DXR10.....	73
FIGURA 66	- Analisador de áudio portátil Brüel & Kjaer 2250.....	73
FIGURA 67	- Componentes do sistema de cancelamento ativo de ruído.....	74
FIGURA 68	- Diagrama de Bode do filtro de controle após atingida a convergência....	76
FIGURA 69	- Evolução das ondas sonoras no tempo.....	76
FIGURA 70	- Evolução dos pesos do filtro no tempo.....	77
FIGURA 71	- Evolução magnitude e fase da fonte secundária de ruído.....	78
FIGURA 72	- Sala do teste de 200 Hz com pouca reflexão.....	79
FIGURA 73	- Medição de um ponto de pressão sonora no ensaio.....	79
FIGURA 74	- Nível de pressão sonora a 200 Hz com sistema desligado.....	80
FIGURA 75	- Nível de pressão sonora a 200 Hz com sistema ligado.....	80
FIGURA 76	- Redução de ruído a 200 Hz (vista tridimensional).....	81
FIGURA 77	- Redução do ruído a 200 Hz (vista plana).....	81
FIGURA 78	- Ensaio em auditório com maior nível de reflexão sonora.....	82
FIGURA 79	- Redução de ruído a 200 Hz no auditório (vista plana).....	83
FIGURA 80	- Redução de ruído a 200 Hz no auditório (vista tridimensional).....	83
FIGURA 81	- Redução de ruído a 1000 Hz no auditório (vista plana).....	84
FIGURA 82	- Redução de ruído a 1000 Hz no auditório (vista tridimensional).....	84
FIGURA 83	- Espectro sonoro de um ruído bitonal.....	85
FIGURA 84	- Espectro do ruído bitonal com sistema de cancelamento ativo.....	86

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	- NR15, Anexo 1: Limites diários de exposição a ruído.....	14
TABELA 2	- Relação entre frequência e comprimento de onda para som se propagando no ar.....	31
TABELA 3	- Níveis de pressão e intensidade sonora de fontes.....	35
TABELA 4	- Relações de redução em escala linear e logarítmica.....	36

LISTA DE SIGLAS

A/D	Conversor Analógico-Digital
ANC	Active Noise Cancellation
DSP	Digital Signal Processor
EPC	Equipamento de proteção coletiva
EPI	Equipamento de proteção individual
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
FT	Função de transferência
FXLMS	Filtered-x least mean squares
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IIR	Infinite Impulse Response
LMS	Least Mean Squares
NLMS	Normalized Least Mean Squares
NPS	Nível de pressão sonora
NR	Norma Regulamentadora
OMS	Organização Mundial da Saúde
OW-FXLMS	Optimized Weight Filtered-x Least Mean Squares
RLS	Recursive Least Squares
RTI	Real Time Interface
VSS-LMS	Variable Step-size Least Mean Squares

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	12
1.1	OBJETIVOS.....	13
1.2	JUSTIFICATIVA.....	13
1.3	METODOLOGIA.....	15
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO.....	16
2	REFERENCIAL TEÓRICO.....	17
2.1	O ESTADO DA ARTE.....	17
2.2	INTERFERÊNCIA DESTRUTIVA DO SOM.....	27
2.3	ESCALA LOGARÍTMICA DE PRESSÃO E INTENSIDADE SONORA.....	33
2.4	RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DE FILTROS.....	39
2.5	FILTROS DIGITAIS.....	43
2.6	CONTROLE <i>FEEDBACK</i> E <i>FEEDFORWARD</i>	48
2.7	FILTRO DE CONTROLE.....	51
2.8	ESTIMATIVA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA ELETROACÚSTICA DO MEIO.....	58
2.9	VISÃO GERAL DO SISTEMA.....	61
3	DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA ANC.....	63
3.1	LEITOR DE PULSO.....	65
3.2	GERADOR DE ONDA.....	65
3.3	FILTRO ESTIMADOR DA FT DO MEIO.....	67
3.4	FILTRO DE CONTROLE DE FASE E AMPLITUDE.....	69
3.5	HARDWARES PERIFÉRICOS.....	70
4	RESULTADOS ALCANÇADOS.....	75
4.1	ENSAIO DE CONVERGÊNCIA DO FILTRO.....	75
4.2	ENSAIO A 200 HZ EM SALA DE BAIXA REFLEXÃO.....	78
4.3	ENSAIO A 200 HZ EM SALA DE ALTA REFLEXÃO.....	82
4.4	ENSAIO A 1000 HZ EM SALA DE ALTA REFLEXÃO.....	83
4.5	ENSAIO DE REDUÇÃO LOCAL COM RUÍDO BI-TONAL.....	85
4.6	ANÁLISE DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS.....	86
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	88
5.1	CONCLUSÕES.....	88
5.2	TRABALHOS FUTUROS.....	90
	REFERÊNCIAS.....	91
	ANEXO A - IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO FXLMS EM MATLAB.....	94

1 INTRODUÇÃO

O controle de ruído industrial é um tema de saúde ocupacional de extrema importância para empresas do mundo todo. A exposição contínua a ruídos de alta intensidade pode provocar perda auditiva ou até mesmo doenças psicológicas e cardiovasculares [18]. Desta forma, as organizações investem muito esforço para manter os níveis de ruído industrial dentro dos limites estabelecidos pelas normas de segurança do trabalho.

A abordagem clássica para atenuação da intensidade sonora emitida por máquinas é a utilização de sistemas passivos de controle de ruído. Tais sistemas consistem basicamente no enclausuramento das fontes sonoras, utilizando chapas ou abafadores. No entanto, estes sistemas possuem algumas ineficiências.

Enclausurar totalmente uma máquina para que o som não se propague pode gerar superaquecimento, uma vez que a circulação de ar é interrompida. Além disso, os sistemas de controle passivo de ruído só são eficientes ao cancelar sons de alta frequência, devido ao seu baixo comprimento de onda. Para se isolar sons de baixa frequência, seriam necessárias chapas de espessura muito elevadas, o que não se torna prático.

Os sistemas de cancelamento ativo de ruído são uma opção complementar aos sistemas passivos, uma vez que eles atuam nas frequências mais baixas. O seu funcionamento é baseado no princípio de interferência destrutiva das ondas sonoras, onde um sistema digital gera uma onda contrária à fonte emissora do ruído, reduzindo assim a intensidade sonora resultante.

Atualmente, encontram-se largamente difundidas no mercado, soluções de cancelamento ativo para fones de ouvido. Nestes sistemas, a redução ocorre apenas em um ponto (nas proximidades do ouvido do usuário). Em algumas aplicações, como em veículos de luxo, a tecnologia é empregada na redução do ruído nos arredores dos encostos de cabeça dos assentos, gerando uma pequena zona de silêncio para os ocupantes. No entanto, a solução proposta pelo presente estudo, que visa a redução do ruído em um ambiente amplo ainda é pouco explorada, sendo um campo fértil para estudos acadêmicos.

1.1 OBJETIVOS

O presente estudo se concentra no desenvolvimento e análise da viabilidade de aplicação de um sistema de cancelamento ativo de ruído, baseado em filtros digitais adaptativos, para redução do nível de pressão sonora em um ambiente amplo.

O objetivo principal do trabalho é analisar se a tecnologia de controle ativo de ruído, atualmente difundida em headsets e fones de ouvido, também pode ser aplicada a ruídos de banda curta e constantes, em espaços amplos, onde a redução sonora não se encontra em apenas um ponto, mas sim em todo o ambiente.

Os objetivos específicos do trabalho são:

- Levantamento bibliográfico de métodos de controle envolvendo filtros adaptativos, capazes de se realizar a atenuação de ruídos.
- Caracterização do ruído alvo de cancelamento.
- Caracterização do ambiente de aplicação.
- Desenvolvimento do algoritmo adaptativo com filtros ativos.
- Design do sistema eletroacústico.
- Implementação e validação do protótipo.
- Execução de ensaios em ambientes de teste.
- Coleta e análise de dados dos resultados obtidos.

1.2 JUSTIFICATIVA

A exposição ao ruído de alta intensidade por períodos prolongados pode gerar problemas de saúde às pessoas. A Organização Mundial de Saúde (OMS) estabelece 50 dB como limite de conforto. A partir deste nível, os efeitos podem começar a serem sentidos pelo organismo humano.

De acordo com a Agência Nacional de Medicina do Trabalho [18], ruídos entre 50 e 55 dB reduzem a capacidade de concentração do ser humano. De 65 a 70 dB, o organismo já começa a se adaptar às condições do ambiente, alterando os níveis de produção hormonal e colesterol. Acima de 70 dB, efeitos mais nocivos à saúde podem

aparecer, como perturbação, desconforto, estresse, prejuízo cognitivo, distúrbios do sono, irritabilidade, perda auditiva e até mesmo doenças cardiovasculares.

Considerando estes efeitos à saúde do trabalhador exposto a ruídos continuamente em um ambiente fabril, o Ministério do Trabalho definiu, através da Norma Regulamentadora NR15 [25], limites diários aceitáveis de exposição ao ruído, conforme a Tabela 1.

Tabela 1 – NR15, Anexo1: Limites diários de exposição a ruído

Nível de ruído dB(A)	Máxima exposição diária permissível
85	8 horas
86	7 horas
87	6 horas
88	5 horas
89	4 horas e 30 minutos
90	4 horas
91	3 horas e 30 minutos
92	3 horas
93	2 horas e 40 minutos
94	2 horas e 15 minutos
95	2 horas
96	1 hora e 45 minutos
98	1 hora e 15 minutos
100	1 hora
102	45 minutos
104	35 minutos
105	30 minutos
106	25 minutos
108	20 minutos
110	15 minutos
112	10 minutos
114	8 minutos
115	7 minutos

Fonte: Guia Trabalhista [25]

Considerando que um turno médio de trabalho dura 8 horas, trabalhadores que exercem suas atividades em áreas com níveis de ruídos superiores a 85 dB se enquadram em condições insalubres de trabalho, havendo também impacto financeiro para as empresas devido ao aumento no custo previdenciário.

Desta forma, investe-se muito na tentativa de reduzir os níveis de pressão sonora aos quais os trabalhadores estão submetidos durante a jornada de trabalho. A maneira mais tradicional é a utilização de EPIs (equipamentos de proteção individual), como protetores auriculares. Também investe-se em EPCs (equipamentos de proteção coletiva) como enclausuramento de fontes de ruído através de chapas ou abafadores. A esses sistemas, dá-se o nome de controle passivo de ruído.

No entanto, os sistemas passivos de controle de ruído só são eficientes na redução de ruídos de alta frequência, pois seu comprimento de onda é baixo. Materiais porosos possuem um coeficiente de absorção do som menor nas baixas frequências do que nas altas frequências [35]. Sendo assim, para se garantir um isolamento nas baixas frequências, a barreira sonora precisaria ter uma espessura muito grande para que os efeitos fossem sentidos, o que acaba tornando a aplicação não factível. Uma abordagem possível para atenuar ruídos de baixa frequência são os sistemas de controle ativo de ruído, que se baseiam no princípio da interferência destrutiva de ondas sonoras.

A utilização de tais sistemas se justificaria devido à melhoria na saúde ocupacional dos colaboradores expostos a ruído e uma consequente redução nos encargos previdenciários que a empresa deve arcar.

1.3 METODOLOGIA

A metodologia utilizada para o estudo pode ser dividida em 4 etapas: estudo do sistema de controle, desenvolvimento do sistema de controle, testes e análise de dados. Abaixo o detalhamento das etapas:

Estudo do sistema de controle: Análise e estudo da literatura disponível a respeito do tema e definição de quais métodos empregar para o sistema de controle: comparação entre os métodos de controle *feedforward* e *feedback*, escolha do tipo de filtro e o algoritmo utilizado para o processo adaptativo, método de modelagem da função de transferência, design acústico de sistema.

Desenvolvimento do sistema de controle: Codificação do algoritmo de controle em plataforma de prototipagem rápida dSPACE. Montagem dos componentes responsáveis pela aquisição e pela geração do som. Montagem de um sistema para simular diferentes fontes de ruído primário.

Testes: Aquisição de som de referência, definição dos testes para validação de desempenho, simulação do som de referência em ambiente simulado, medição do desempenho do sistema sob diferentes condições de funcionamento (número de harmônicas, frequência, reflexão do som no ambiente), gravação dos dados obtidos.

Análise de dados: após finalizadas as medições, analisar os dados gravados, tratá-los através do Matlab e mensurar os resultados do ensaio.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho está organizado em 4 capítulos, sendo o primeiro de introdução, fornecendo uma visão geral sobre o desenvolvimento, justificativa, metodologia utilizada e objetivos esperados.

No capítulo 2 encontra-se o referencial teórico, onde é apresentada uma análise atual do estado da arte e todo o conteúdo teórico que embasa o sistema proposto.

O capítulo 3 apresenta o desenvolvimento do filtro adaptativo proposto, focando nos métodos e componentes utilizados para a construção da prova de conceito.

O capítulo 4 expõe os resultados obtidos nos ensaios realizados com o sistema em laboratório.

A seção “Conclusões”, no Capítulo 5, encerra o trabalho, apresentando também propostas de desenvolvimento futuro.

As referências utilizadas no desenvolvimento do estudo estão presentes na última seção do documento.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

A presente seção expõe o embasamento teórico necessário para o desenvolvimento do estudo sobre sistemas de redução ativa de ruído.

2.1 O ESTADO DA ARTE

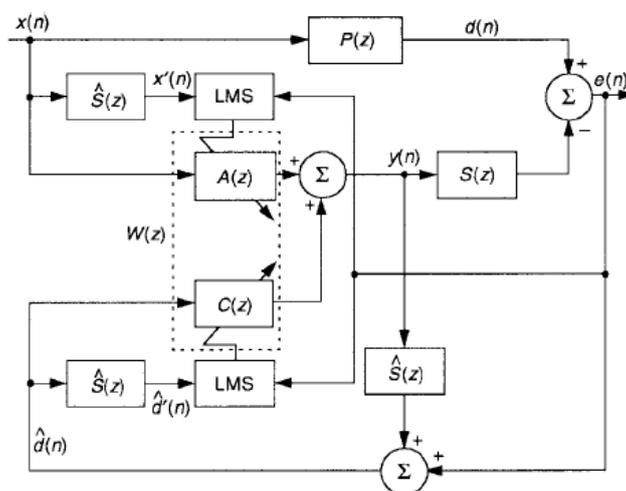
Em se tratando de técnicas para controle ativo de ruído, as mais diversas abordagens podem ser utilizadas. Neste tópico, são analisados os métodos disponíveis na literatura, utilizados por diversos autores em diferentes aplicações.

KUO e MORGAN [6] tratam diversas formas de se implementar sistemas de cancelamento de ruído.

Para ruídos de banda curta, com sensor de referência para geração de onda, é proposta uma abordagem onde, se um ruído possui “n” harmônicas a serem canceladas, haverá “n” filtros adaptativos. Cada filtro será responsável por atenuar uma harmônica específica e o sinal de controle é a soma das saídas dos filtros.

Propõe também sistemas híbridos de atenuação ativa de ruídos, que são a junção de sistemas *feedforward* e *feedback* utilizando filtros adaptativos LMS (*least mean squares*). Nessa configuração, a parte *feedforward* é responsável por atenuar o ruído que é correlato ao sinal de referência e a parte *feedback* atenua o ruído previsível da fonte que não é observado pelo sensor de referência, conforme ilustra a Figura 1.

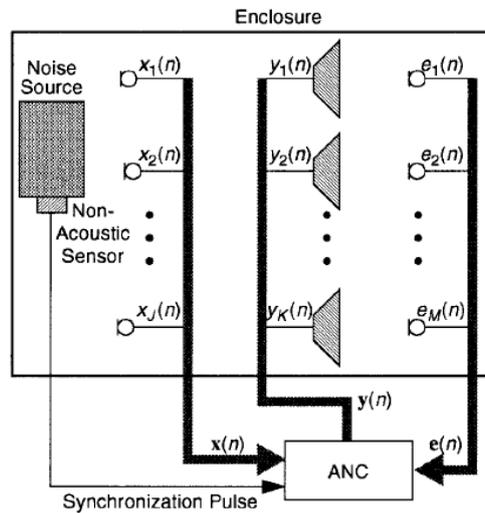
Figura 1 - Sistema híbrido *feedback/feedforward*



Fonte: KUO e MORGAN, 1999 [6]

O tutorial [6] expõe também abordagens de sistemas multicanais, onde mais de uma fonte de cancelamento e mais de um microfone são utilizados para reduzir o ruído, conforme a Figura 2.

Figura 2 – Sistema de cancelamento de ruídos multicanal.

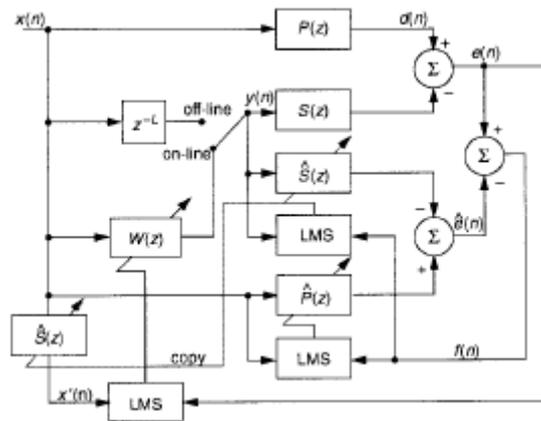


Fonte: KUO e MORGAN, 1999 [6]

Em particular, é apresentada em [6], uma técnica de modelagem de função de transferência eletroacústica do meio sem a necessidade de adicionar um ruído ao sistema. O filtro adaptativo $\hat{P}(z)$ é adicionado ao sistema para modelar a função de transferência do caminho primário do som. Ou seja, o caminho que o ruído emitido pela fonte percorrerá. Esse filtro estimador $\hat{P}(z)$ ajuda a modelar a função de transferência secundária $\hat{S}(z)$ do meio, que denota o caminho eletroacústico do sinal de cancelamento. Ambos filtros $\hat{P}(z)$ e $\hat{S}(z)$ são estimados através do algoritmo LMS (*least mean squares*). O processo é ilustrado na Figura 3.

Outras fontes de ruído presentes no ambiente também podem ser utilizadas para modelar a resposta ao impulso do meio. Em um sistema de redução de ruído na cabine de um veículo, por exemplo, a música do rádio poderia ser um sinal capaz de modelar a função de transferência eletroacústica do meio.

Figura 3 – Técnica de modelagem da função eletroacústica do meio sem ruído adicional



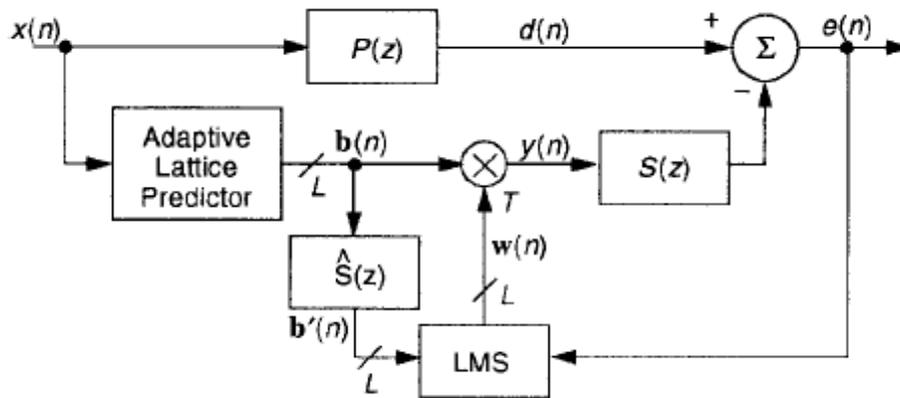
Fonte: KUO e MORGAN, 1999 [6]

Segundo KUO e MORGAN [6], o algoritmo FXLMS (*Filtered-x least mean squares*), cujo funcionamento será detalhado na seção 2.6) é o mais utilizado devido à sua simplicidade e robustez. No entanto, ele é relativamente lento e tem sua convergência dependente do sinal (sinais com múltiplas frequências possuem menor desempenho do que sinais tonais) [THOMAS, 2008] [26]. Isto acaba trazendo algumas limitações em aplicações onde existe muito transiente no ruído.

Outras implementações são sugeridas por KUO e MORGAN [6] como alternativas ao FXLMS.

A predição por Lattice, exposta na Figura 4, consiste em uma estrutura modular em cascata que transforma o sinal $x[n]$, que é correlato com a fonte geradora, em um sinal não-correlato $b[n]$, que será utilizado pelo filtro de controle. A geração do sinal $b[n]$ funciona como uma predição de como será o sinal do erro. Sendo assim, o algoritmo LMS do filtro de controle possuirá uma convergência mais rápida, sendo melhor para ruídos que possuem dinâmica transiente.

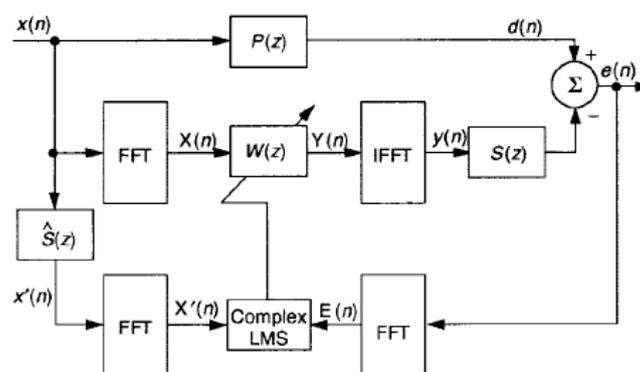
Figura 4 – Predição por Lattice



Fonte: KUO e MORGAN, 1999 [6]

KUO e MORGAN [6] também descrevem a implementação de sistemas de ANC utilizando análise no domínio da frequência. Esta técnica reduz o esforço computacional necessário, uma vez que as operações de convolução realizadas no tempo, são substituídas por operações de multiplicação no domínio da frequência. O sistema funciona, basicamente, transformando o sinal $x(t)$ em $X(n)$, através da transformada rápida de Fourier (FFT). Todo o processamento adaptativo é feito no domínio da frequência e, convertido novamente para o domínio do tempo na saída do sistema, através da transformada inversa de Fourier (IFFT), conforme exibido na Figura 5.

Figura 5 – Sistema de redução de ruído no domínio da frequência

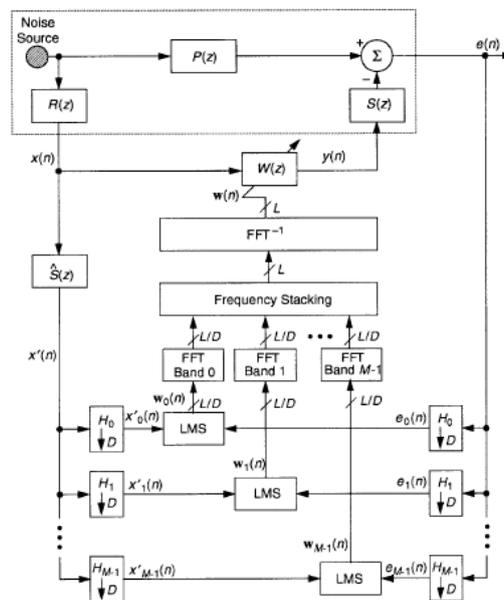


Fonte: KUO e MORGAN, 1999 [6]

KUO e MORGAN [6] propõe também a realização da redução do ruído através de um sistema composto por sub-bandas. Os sinais de referência e de erro são decompostos por um conjunto de filtros passa-faixa e diversos filtros de controle adaptativos realizam a adequação dos ganhos do filtro para aquela determinada faixa de

frequência. Após serem adaptados, os sinais são passados para o domínio da frequência para serem reagrupados em um conjunto de ganhos de banda larga, que é transformado novamente para o domínio do tempo e é enviado para o filtro de controle principal do sistema, conforme exposto na Figura 6. A vantagem deste método está na redução do esforço computacional requerido, uma vez que a quebra da banda em vários intervalos reduz a ordem dos filtros e a taxa de atualização, resultando em uma convergência mais rápida.

Figura 6 – Sistema de redução de ruído por sub-bandas



Fonte: KUO e MORGAN, 1999 [6]

KUO e MORGAN [6] também citam a utilização do algoritmo RLS (*recursive least squares*), como uma boa alternativa ao LMS para realizar o processo adaptativo. Apesar de computacionalmente mais complexo, ele possui uma convergência mais rápida.

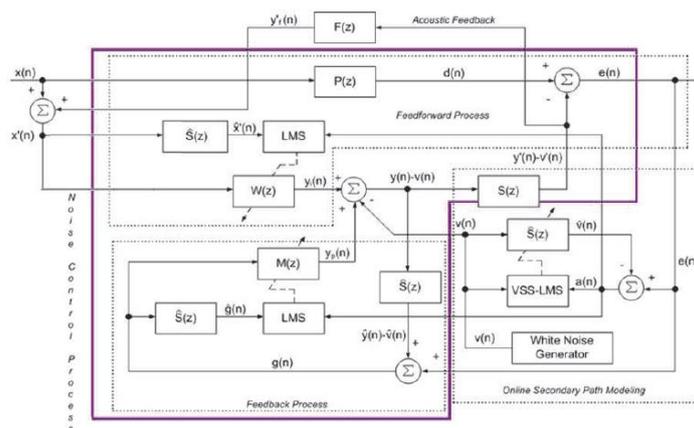
A aplicação dos sistemas propostos por KUO e MORGAN [6] em ambientes amplos com campo aberto gerou valores de redução de ruído entre 6 a 30 dB.

LEE, BACK e SHIN [14] apresentam um algoritmo otimizado para variações dinâmicas de frequências, típicas em um automóvel. Este algoritmo é chamado de OW-FXLMS (*Optimized weights FXLMS*) e funciona com um filtro de controle de ordem variável, em função das frequências a serem canceladas. O OW-FXLMS possui uma

sistema híbrido é mais vantajosa quando o sinal de referência *feedforward* é gerado por um microfone de referência. Nesse caso, a fonte de anti-som introduz um retorno acústico, que degrada a geração do sinal de controle. Assim, o controlador *feedback* atua para reduzir as interferências causadas pelo retorno acústico, uma vez que não depende do sinal de referência. Também propõe a utilização do algoritmo VSS-LMS (*variable step-size least mean squares*) para a estimativa da função de transferência do meio. O algoritmo VSS-LMS funciona de maneira semelhante ao LMS, porém com passos de convergência não constantes.

CAUDANA [9] conclui nesse estudo que a arquitetura proposta consegue ser efetiva se aplicada em ruídos contínuos. Em ruídos intermitentes, o desempenho do sistema é reduzida e, em ruídos impulsivos, não é possível obter a redução proposta, pois não há tempo suficiente para que os filtros se adaptem para gerar o anti-som. Resultados experimentais com sinais senoidais obtiveram redução máxima de 28 dB.

Figura 8 – Sistema ANC híbrido *feedforward/feedback* com filtro VSS-LMS



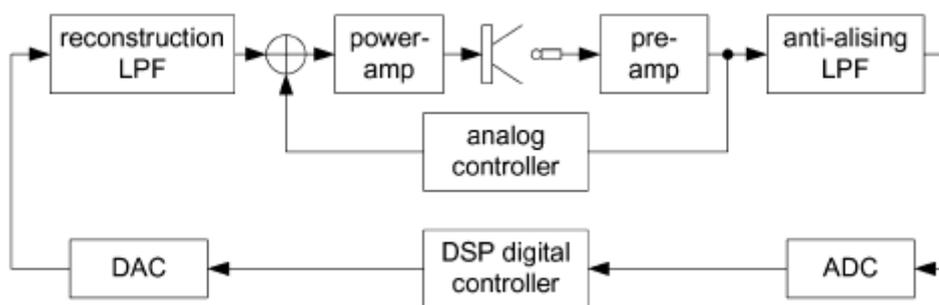
Fonte: CAUDANA, 2011 [9]

LIEBICH, FABRY, JAX e VARY [11] analisam a aplicação de filtros de Kalman para cancelamento de ruído em fones de ouvido. Os filtros de Kalman possuem um melhor desempenho sobre os algoritmos LMS e RLS quando aplicados em ruídos variantes no tempo, devido a seu processo de convergência mais rápido. No entanto, sua complexidade é maior, resultando em um maior custo computacional. Reduções próximas a 30 dB foram alcançadas quando aplicado em ruídos estacionários.

SONG, GONG e KUO [12] propõe um sistema com *feedback* híbrido analógico/digital em um fone de ouvido, conforme ilustra a Figura 9. O sistema funciona como um

controlador *feedback* FXLMS digital, mas entre o microfone de erro e o amplificador do alto-falante, é adicionado um loop controlador analógico. A presença deste controlador analógico reduz a flutuação da fase da estimativa da função de transferência, melhorando o desempenho e estabilidade do algoritmo FXLMS. O sistema digital é eficiente em eliminar ruídos tonais, enquanto o sistema analógico é eficiente para ruídos de banda larga. Logo, ao juntar os dois controladores, obtém-se as vantagens dos dois métodos combinados, resultando em um controlador mais robusto e com melhor resultado de redução de ruído. A redução máxima obtida foi de 25 dB na faixa de 250 Hz.

Figura 9 – Sistema ANC híbrido digital/analógico



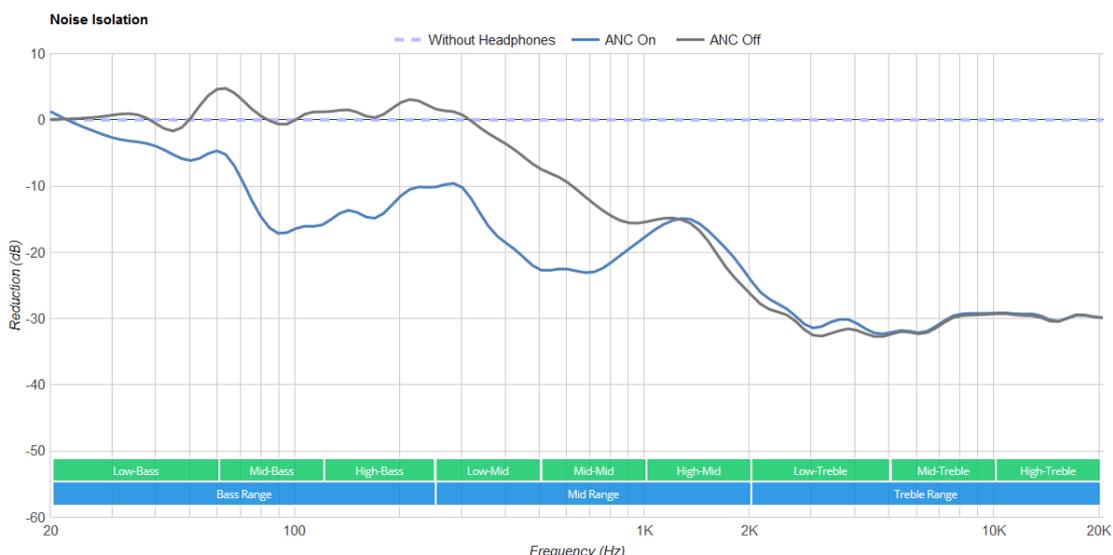
Fonte: SONG, GONG e KUO, 2005 [12]

MCINTOSH [24] aplica este conceito de controlador híbrido analógico/digital em um headset para redução de ruído em cabines de aviões. Um loop de controle digital *feedback*, com filtros FIR e algoritmo FXLMS é embarcado em um DSP, atuando juntamente com um loop de controle analógico. Essa tecnologia é capaz de reduzir até 20 dB em frequências abaixo de 300 Hz.

Já DELANO e WALDSTEIN [10] aplicam o conceito híbrido digital/analógico em um sistema *feedforward* para ser embarcado em telefones celulares.

Soluções comerciais para redução ativa de ruído em fones de ouvido já se encontram largamente difundidas no mercado. Na figura abaixo, é possível verificar a curva de redução de som em um fone JBL E65BTNC. Percebe-se que o sistema é eficiente, reduzindo sons abaixo de 1 kHz, atingindo reduções máximas na ordem de 15 dB, conforme ilustra a Figura 10. A faixa de aplicação de fones de ouvido é geralmente maior do que para os sistemas de cancelamento de ruído em ambientes abertos, uma vez que a área de redução do som é apenas na proximidade do ouvido do usuário.

Figura 10 – Desempenho do sistema ANC no fone JBL E65BTNC

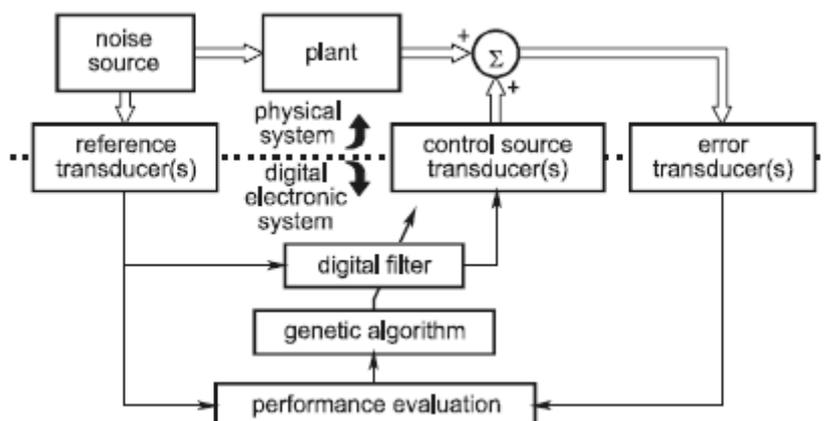


Fonte: Rtings.com, 2019 [16]

Algumas soluções para ambientes enclausurados também já se encontram disponíveis no mercado, como o sistema automotivo desenvolvido pela Bose. A empresa possui duas tecnologias de redução de ruído aplicado a veículos: a *Bose QuietComfort Road Noise Control* e a *Bose Active Sound Management*. Elas contam com acelerômetros na suspensão do veículo e microfones no interior da cabine que captam as vibrações do solo e o ruído do motor para gerar zonas de silêncio nas regiões onde os passageiros do veículo se encontram. O sistema utiliza os próprios alto-falantes do sistema de som do veículo para gerar as ondas de cancelamento do ruído. CHEN, AMARASINGHE, ABHAYAPALA, SAMARASINGHE e ZHANG [13] estudam uma aplicação similar para cabines de veículos, concluindo que, o sistema é eficiente na redução de ruídos até 500 Hz, gerando uma zona de silêncio ao redor da cabeça do motorista, capaz de reduzir até 35 dB, nas frequências próximas a 50 Hz.

HANSEN [2] propõe a utilização de algoritmos genéticos para a atualização dos pesos dos filtros, conforme ilustra a Figura 11.

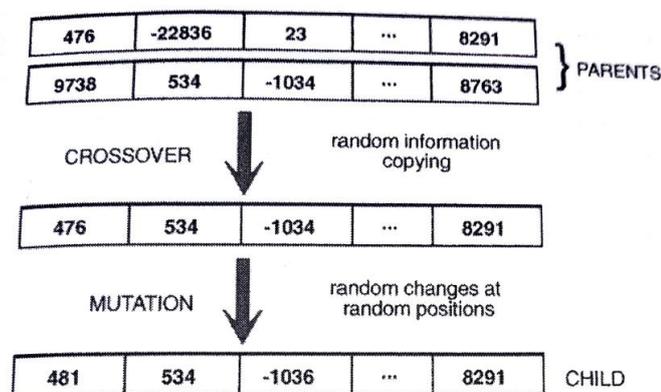
Figura 11 – Sistema ANC com algoritmo genético



Fonte: HANSEN, 2001 [2]

Algoritmo genético é uma técnica de otimização/busca baseada em evolução e é essencialmente uma busca aleatória guiada, conforme exibe a Figura 12. O processo consiste em testar conjuntos de pesos no filtro e avaliar seu desempenho, analisando o sinal no microfone de erro. Um conjunto de pesos de filtro é considerado um indivíduo e um conjunto indivíduos é considerado uma população. Através de combinações entre indivíduos de uma população (*crossover*), obtém-se um conjunto de pesos “filhos”. Ocorrem também mutações em indivíduos que alteram aleatoriamente os pesos do filtro. Indivíduos com melhor “*fit*” para o critério de erro sobrevivem, enquanto indivíduos com pior “*fit*” são eliminados da população. Desta forma, com o passar das gerações, ocorre um processo de seleção natural, convergindo para indivíduos (conjunto de pesos de filtros) que geram a defasagem e amplitude ideal na fonte secundária, capazes de gerar a máxima interferência destrutiva das ondas sonoras.

Figura 12 – Processo de evolução dos pesos do filtro em um algoritmo genético



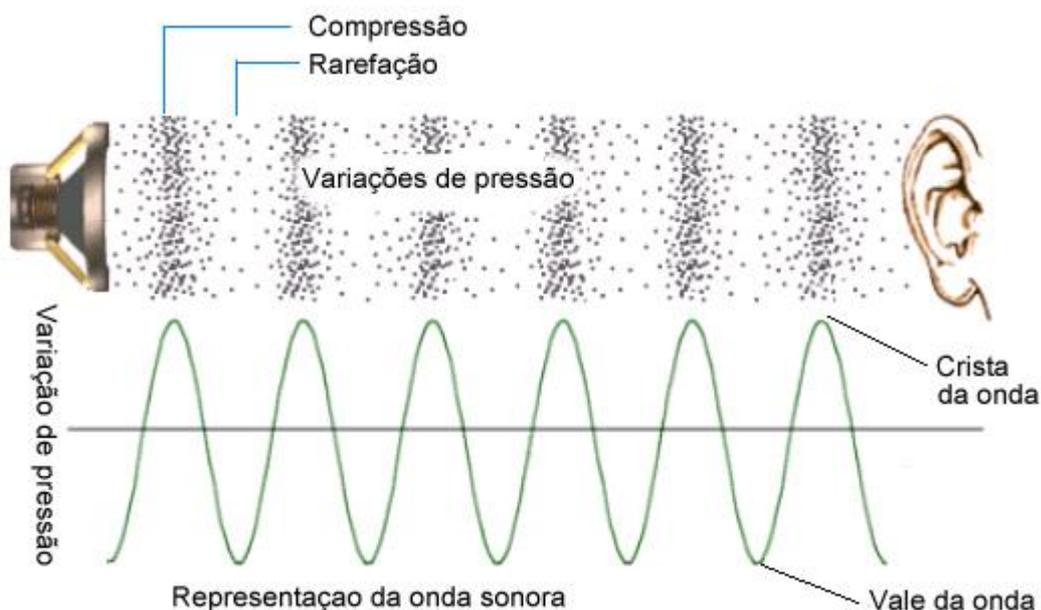
Fonte: HANSEN, 2001 [2]

O uso de algoritmos genéticos funciona como uma tratativa não-linear de atribuição de pesos aos controladores. Eles são bastante estáveis e não necessitam uma estimativa da função de transferência. No entanto, seu desempenho é pior e o tempo de convergência é maior, quando comparados a um algoritmo de gradiente, como o FXLMS.

2.2 INTERFERÊNCIA DESTRUTIVA DO SOM

De acordo com HALLIDAY [4], o som é uma onda mecânica que se propaga através do ar, gerando frentes de compressão e rarefação das moléculas ao longo do espaço/tempo, conforme ilustra a Figura 13.

Figura 13 – Compressão e rarefação das moléculas de ar



Fonte: Fq.pt – Propagação do som [27]

A equação de uma onda que se propaga linearmente no eixo x pode ser escrita conforme a Equação (1):

$$W(x, t) = A \cos(kx - \omega t + \varphi) \quad (1)$$

Onde:

A – amplitude pico da onda.

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – número de onda (representa a frequência espacial da onda, ou seja, quantos ciclos a onda completa por unidade de distância).

λ – Comprimento de onda (distância entre 2 regiões de compressão (picos) ou de rarefação (vales) consecutivas).

$\omega = 2\pi f$ – frequência angular da onda, em radianos por segundo.

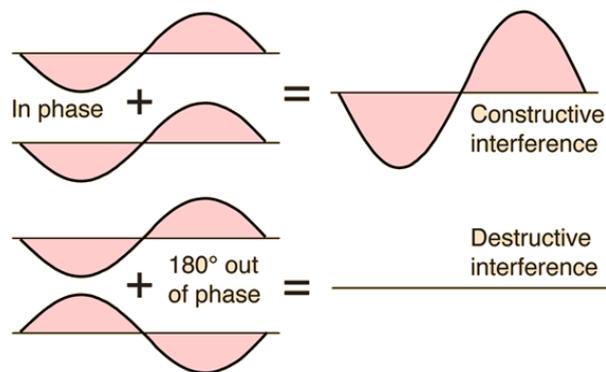
f – frequência da onda, em Herz.

φ – fase da onda.

O princípio da superposição linear de ondas afirma que, quando duas ondas se encontram, a onda resultante é a soma das ondas individuais. Esta soma pode gerar uma onda resultante de amplitude maior ou menor do que as ondas originais.

A interferência construtiva ocorre quando duas frentes de onda da mesma polaridade se encontram, aumentando a amplitude da onda resultante no ponto de interseção. Quando ondas de polaridade opostas se encontram, ocorre a interferência destrutiva, onde a amplitude da onda resultante é menor que das ondas originais, conforme a Figura 14.

Figura 14 – Interferência destrutiva de ondas



Fonte: Study.com [28]

Este fenômeno pode ser comprovado matematicamente através da equação de propagação das ondas.

Supondo duas fontes sonoras cossenoidais W_1 e W_2 , com uma diferença de fase φ entre elas. A propagação através do eixo x seria:

$$W_1(x, t) = A \cos(kx - \omega t) \quad (2)$$

$$W_2(x, t) = A \cos(kx - \omega t + \varphi) \quad (3)$$

Ao se sobrepreem, a onda resultante torna-se:

$$W_1 + W_2 = A[\cos(kx - \omega t) + \cos(kx - \omega t + \varphi)] \quad (4)$$

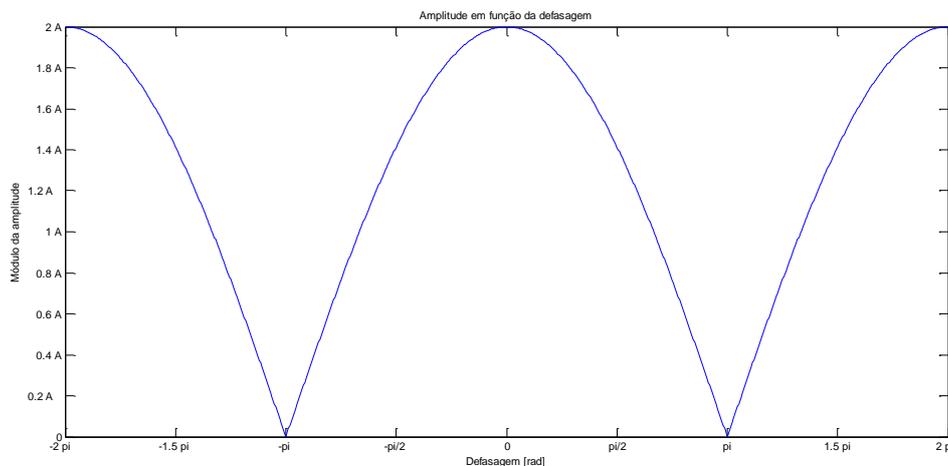
Utilizando a identidade trigonométrica da soma dos cossenos, $\cos a + \cos b = 2 \cos\left(\frac{a-b}{2}\right)\cos\left(\frac{a+b}{2}\right)$, a resultante pode ser reescrita como:

$$W_1 + W_2 = 2A \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right) \cos\left(kx - \omega t + \frac{\varphi}{2}\right) \quad (5)$$

Isto representa uma onda na mesma frequência da onda original, viajando para o mesmo sentido (direita), com amplitude proporcional a $\cos\left(\frac{\varphi}{2}\right)$.

Ao variar a defasagem entre as ondas, observa-se o comportamento exibido na Figura 15:

Figura 15 – Amplitude resultante em função da defasagem das ondas



Fonte: Elaborada pelo autor

Entre os intervalos de defasagem $[-2\pi -1,33\pi]$ $[-0,66\pi 0,66\pi]$ e $[1,33\pi 2\pi]$, a amplitude da onda resultante é maior do que a amplitude da onda W_1 , ocorrendo interferência construtiva. A máxima interferência construtiva é obtida quando as ondas estão perfeitamente em fase, em múltiplos pares de π .

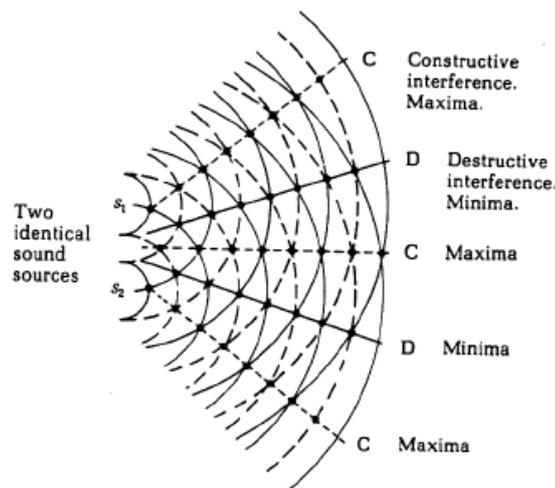
Já entre os intervalos $[-1,33\pi -0,66\pi]$ e $[0,66\pi 1,33\pi]$, a amplitude da onda resultante é menor do que a amplitude da onda W_1 . Nesse caso, ocorre a interferência

destrutiva. A máxima interferência destrutiva possível é obtida quando as ondas estão perfeitamente invertidas, ou seja, em múltiplos ímpares de π .

No entanto, o som não se propaga apenas em um eixo, mas sim de maneira omnidirecional. Assim, a calibração da fonte sonora com a fase adequada não garantirá a existência de interferência destrutiva (e conseqüente redução na amplitude sonora) em todo o ambiente. É necessário também que o posicionamento das fontes sonoras seja adequado para que as ondas gerem uma zona de silêncio em todo o ambiente.

A figura 16 mostra duas fontes separadas no espaço. Mesmo que em alguns pontos exista a interferência destrutiva, seus modos de propagação geram também interferência construtiva, aumentando a amplitude da onda resultante em diversos pontos.

Figura 16 – Interferência construtiva e destrutiva na propagação do som



Fonte: AHMAD, WONG, GAMBINO, ZHU, YU, WU, 2018 [29]

A melhor maneira de se obter a atenuação do som em espaço amplo é manter as duas fontes sonoras exatamente no mesmo local, fazendo com que o modo de propagação de ambas seja o mesmo. Como isto é fisicamente impossível, HANSEN [2] sugere que a fonte de cancelamento esteja localizada o mais próximo possível da fonte geradora de ruído, de maneira que a distância entre elas seja uma pequena fração do comprimento de onda. Assim, a fonte de ruído é “descarregada” acusticamente.

O comprimento de onda é inversamente proporcional à frequência da fonte sonora. Sua relação é dependente da velocidade de propagação do som, através da seguinte relação:

$$v = \lambda f \quad (6)$$

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (7)$$

Onde v é a velocidade do som, em m/s.

A velocidade do som é dependente do meio por onde ele se propaga, da temperatura e pressão. Considerando o meio como ar a 20° C em nível do mar, ela equivale a 343 m/s.

Usando a relação citada anteriormente, pode-se demonstrar a relação entre comprimento de onda e frequência para o som se propagando no ar, conforme a Tabela 2.

Tabela 2 – Relação entre frequência e comprimento de onda para som se propagando no ar

Frequência [Hz]	Comprimento de onda [m]
20	17,15
50	6,86
100	3,43
200	1,72
300	1,14
500	0,69
1.000	0,34
2.000	0,17
5.000	0,07
10.000	0,03
20.000	0,02

Fonte: Elaborada pelo autor

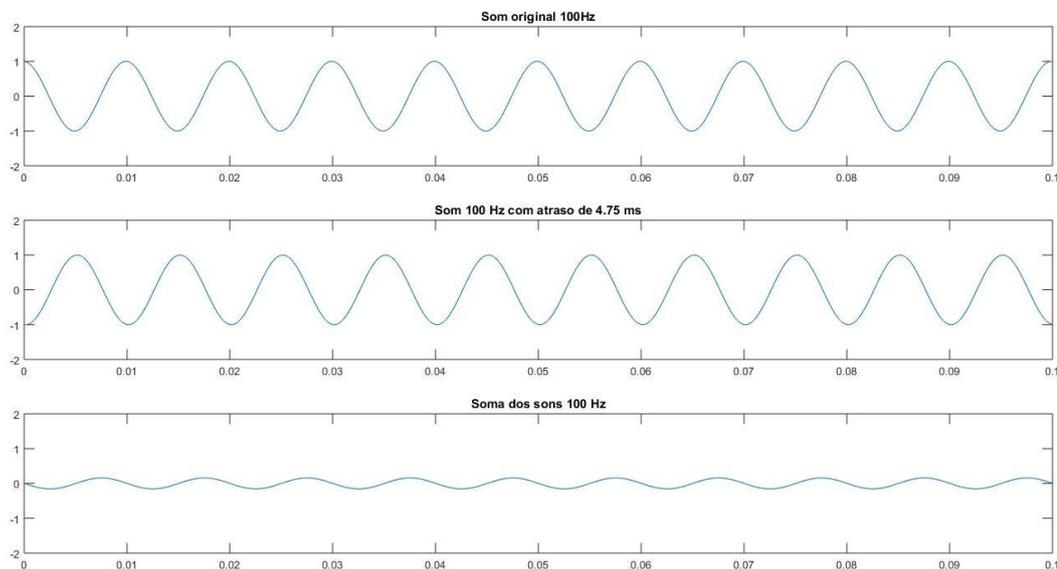
A separação das fontes sonoras causa diferenças nos modos de propagação das suas respectivas ondas. Essas diferenças no modo de propagação adicionam diferenças espaço-temporais nas frentes de onda que se chocam pelo ambiente. As reflexões do som nas paredes e objetos do ambiente também introduzem diferenças espaço-temporais nos encontros das frentes de onda.

Sons de menor frequência possuem maior comprimento de onda. Portanto, as diferenças espaço-temporais das frentes não são tão significativas, em relação ao comprimento da onda.

No exemplo das Figuras 17 e 18, duas frentes de onda se encontram com um atraso de 4,75 ms. Enquanto que, para a onda de 100 Hz esse atraso gera interferência destrutiva,

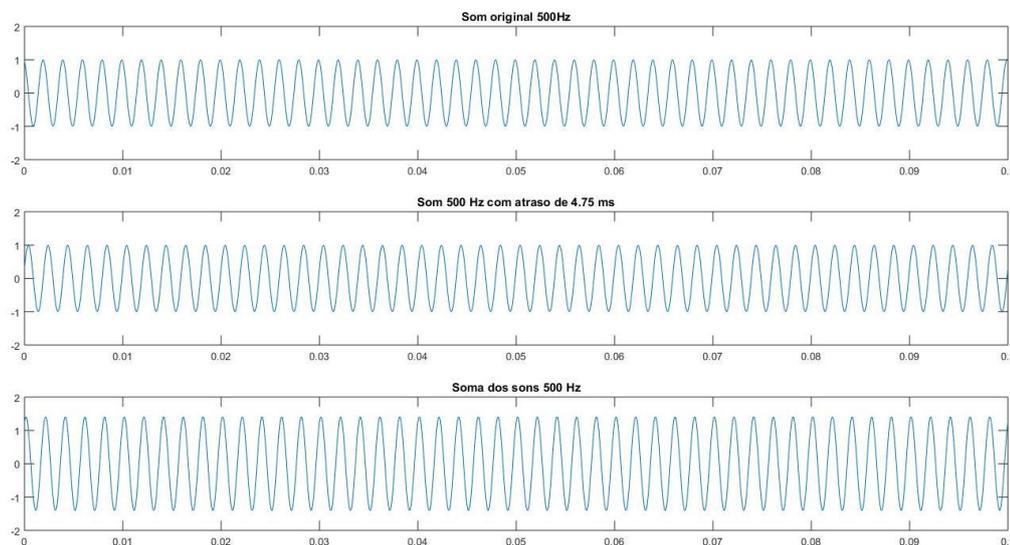
para a onda de 500 Hz, o mesmo atraso gera interferência construtiva, aumentando a amplitude do som.

Figura 17 – Encontro de frentes de onda de 100 Hz com defasagem de 4,75 ms



Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 18 – Encontro de frentes de onda de 500 Hz com defasagem de 4,75 ms



Fonte: Elaborada pelo autor

Portanto, na medida em que a frequência aumenta, o modo de propagação do som se torna cada vez mais complexo de ser controlado no ambiente todo, pois pequenos atrasos nos encontros das frentes de onda podem gerar interferência construtiva. Por isso,

a redução de ruído em todo o ambiente se mostra mais factível o quão menor for a frequência da fonte sonora, pois o comprimento de onda nesse caso é maior.

Conforme descrito por HANSEN, SNYDER, QIU, BROOKS e MOREAU [3], sistemas de controle de ruído são idealmente viáveis para uso em baixas frequências, abaixo de aproximadamente 500 Hz.

2.3 ESCALA LOGARÍTMICA DE PRESSÃO E INTENSIDADE SONORA

De acordo com GERGES [1], o ouvido humano saudável é capaz de reconhecer sons nas frequências entre 20 Hz e 20 KHz. Já a capacidade de amplitude que o ouvido pode reconhecer é bastante ampla. A intensidade sonora que causa dor é 10^{12} vezes maior do que o limiar inferior da audição. Assim, faz-se o uso de uma escala logarítmica para a representação do nível de pressão sonora: o decibel.

$$NPS = 10 \log \frac{P^2}{P_0^2} = 20 \log \frac{P}{P_0} \quad (8)$$

Onde, $P_0 = 0,00002 \text{ N/m}^2$ é o valor de pressão sonora de referência e corresponde ao limiar da audição em 1000 Hz.

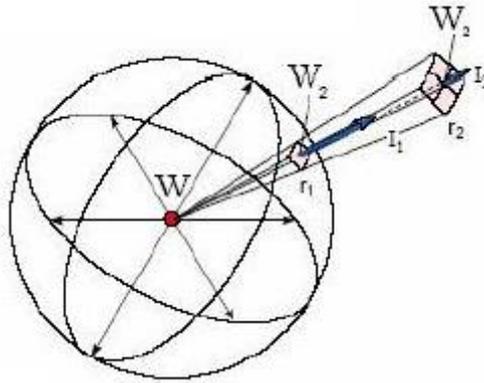
O som também pode ser caracterizado por sua intensidade sonora, que é a razão da potência sonora da fonte, pela área da seção transversal pela qual a onda sonora atravessa.

$$I = \frac{W}{S} \quad (9)$$

Onde I é a intensidade sonora [W/m^2], que de maneira análoga, pode ser entendida popularmente como o volume do som. W é a potência da fonte sonora [W] e S é a área da seção transversal pela qual a onda passa.

A intensidade sonora decai com o quadrado da distância, uma vez que o som se propaga de maneira omnidirecional e sua área aumenta com o raio, conforme ilustra a Figura 19.

Figura 19 – Intensidade sonora na propagação do som



Fonte: Faculdade de Arquitetura e Urbanismo USP [21]

$$I = \frac{W}{4\pi r^2} = \frac{P^2}{\rho c} \quad (10)$$

Onde P é a pressão sonora [N/m^2], ρ é a densidade do ar ($1,2 \text{ kg/m}^3$) e c é a velocidade de propagação do som no ar (340 m/s).

Como a relação entre pressão sonora e intensidade sonora é quadrática, o nível de pressão sonora em dB também pode ser expressado em função da intensidade sonora.

$$NPS = 10 \log \frac{I}{I_0} \quad (11)$$

Onde I_0 é a intensidade sonora de referência, correspondente ao limiar da audição, igual a 10^{-12} W/m^2 .

A escala dB apresenta uma melhor correlação com a audibilidade humana do que a escala absoluta em N/m^2 ou W/m^2 . Na Tabela 3, encontra-se uma lista com níveis de referência de pressão sonora e intensidade sonora.

Tabela 3 – Níveis de pressão e intensidade sonora de fontes

Exemplos	Pressão sonora [dB]	Pressão Sonora [N/m ²]	Intensidade Sonora [W/m ²]
Avião à jato a 50 m	140	200	100
Limite do Pânico	130	63.2	10
Limite do desconforto	120	20	1
Serra elétrica a 1m de distância	110	6.3	0,1
Discoteca, 1 m do alto-falante	100	2	0,01
Caminhão diesel, 10 m de distância	90	0.63	0,001
Calçada de Via Movimentada, 5 m	80	0.2	0,0001
Aspirador de pó, distância 1 m	70	0.063	0,00001
Voz em conversa normal, 1m	60	0.02	1x10 ⁻⁶
Casa comum	50	0.0063	1x10 ⁻⁷
Biblioteca silenciosa	40	0.002	1x10 ⁻⁸
Quarto silencioso à noite	30	0.00063	1x10 ⁻⁹
Estúdio de TV em silêncio	20	0.0002	1x10 ⁻¹⁰
Farfalhar de folhas ao vento	10	0.000063	1x10 ⁻¹¹
Limiar da audição	0	0.00002	1x10 ⁻¹²

Fonte: Instituto NCB [30]

1 dB é a menor variação que o ouvido humano consegue captar. Um acréscimo de 6dB equivale a dobrar o nível de pressão sonora ou quadruplicar o nível de intensidade sonora, ao passo que uma redução de 6 dB equivale à metade da pressão sonora original ou um quarto da intensidade original. Na Tabela 4 estão listadas as correlações entre pressão e intensidade sonora inicial e final para acréscimos ou reduções em decibel.

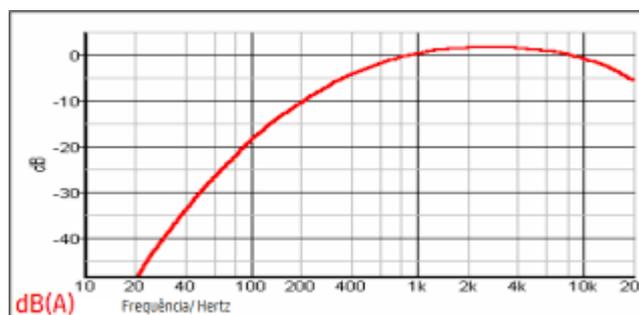
Tabela 4 – Relações de redução em escala linear e logarítmica

delta [dB]	Pf/Pi	Redução P [%]	If/Ii	Redução I [%]
-40	0,010	99,00%	0,0001	99,99%
-30	0,032	96,84%	0,001	99,90%
-20	0,100	90,00%	0,01	99,00%
-10	0,316	68,38%	0,1	90,00%
-6	0,501	49,88%	0,251189	74,88%
-3	0,708	29,21%	0,501187	49,88%
-1	0,891	10,87%	0,794328	20,57%
0	1,000	0,00%	1	0,00%
1	1,122	-12,20%	1,258925	-25,89%
3	1,413	-41,25%	1,995262	-99,53%
6	1,995	-99,53%	3,981072	-298,11%
10	3,162	-216,23%	10	-900,00%
20	10,000	-900,00%	100	-9900,00%
30	31,623	-3062,28%	1000	-99900,00%
40	100,000	-9900,00%	10000	-999900,00%

Fonte: Elaborada pelo autor

No entanto, o ouvido humano não é igualmente sensível para todas as faixas de frequência. Um som de baixa frequência precisa ter uma intensidade mais alta do que um som de alta frequência para que seja percebido da mesma forma por uma pessoa. Dessa forma, para realizar uma medição mais fiel à percepção humana, utiliza-se a curva de correção A, exibida na Figura 20, que simula o comportamento da audição humana e corrige os valores de intensidade sonora originais.

Figura 20 – Curva de ponderação A



Fonte: Medisom [22]

Na curva de ponderação A, sons a 1kHz permanecem com sua intensidade original. Já sons entre 1kHz e 10kHz são amplificados. Sons maiores do que 10kHz ou

menores que 1kHz são atenuados pelo ouvido humano. A unidade de medida do som, quando corrigido pela curva A é o dB(A).

GERGES [1] também afirma que, ao se utilizar uma escala logarítmica para a representação de nível de pressão sonora, a adição de duas fontes não pode ser feita simplesmente realizando a soma algébrica dos níveis em dB. O seguinte desenvolvimento matemático é necessário:

$$P_t^2 = P_1^2 + P_2^2 \quad (12)$$

$$P_t^2 = P_0^2 10^{\frac{NPS_1}{10}} + P_0^2 10^{\frac{NPS_2}{10}} \quad (13)$$

$$\frac{P_t^2}{P_0^2} = 10^{\frac{NPS_1}{10}} \left[1 + 10^{-\left(\frac{NPS_1 - NPS_2}{10}\right)} \right] \quad (14)$$

Então o nível de pressão sonora total é dado por:

$$10 \log \frac{P_t^2}{P_0^2} = 10 \log 10^{\frac{NPS_1}{10}} + 10 \log \left[1 + 10^{-\left(\frac{NPS_1 - NPS_2}{10}\right)} \right] \quad (15)$$

$$NPS_t = NPS_1 + 10 \log \left[1 + 10^{-\left(\frac{NPS_1 - NPS_2}{10}\right)} \right] \quad (16)$$

$$NPS_t = NPS_1 + \Delta NPS \quad (17)$$

Onde

$$\Delta NPS = 10 \log \left[1 + 10^{-\left(\frac{NPS_1 - NPS_2}{10}\right)} \right] \quad (18)$$

Com a condição de que $NPS_1 > NPS_2$.

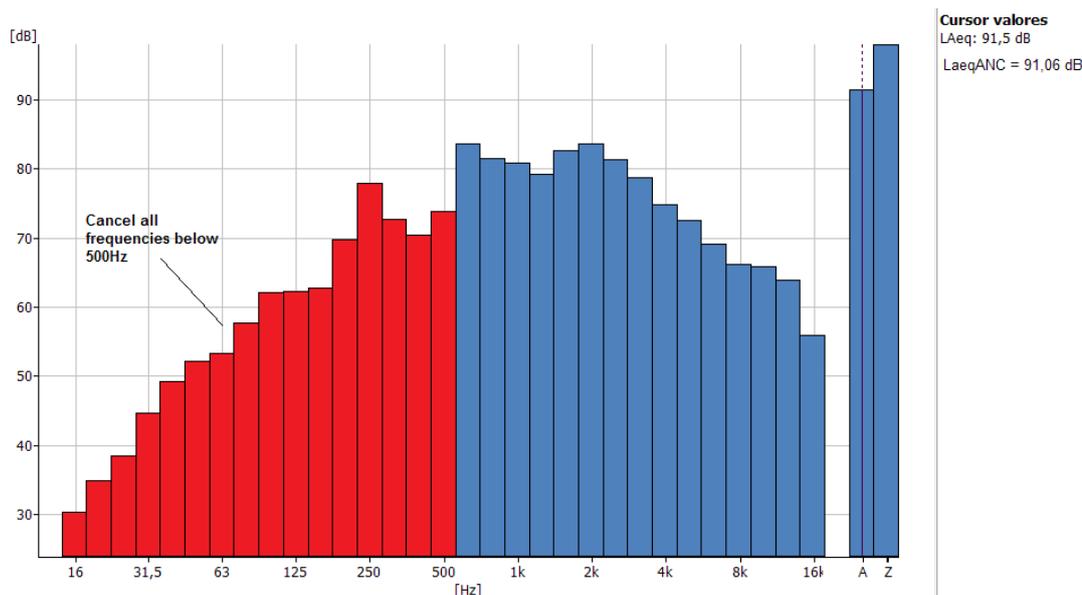
Por exemplo, se somarmos uma fonte de 85 dB com uma de 82 dB, o resultado da soma das fontes é 86,7 dB.

Da equação ΔNPS , pode-se perceber que, quanto maior for a diferença entre as fontes, menor será o acréscimo no nível de pressão sonora total, restando predominantemente o nível de pressão sonora da fonte de maior intensidade.

Este efeito tem impacto direto na aplicabilidade de um sistema de cancelamento de ruído ativo. Ao se analisar um ruído no domínio da frequência, as amplitudes das suas componentes espectrais se comportam como fontes sonoras independentes e o nível de pressão sonora total é a soma logarítmica das fontes.

Segundo HANSEN [2], em casos onde o ruído está distribuído de maneira ampla pelo espectro de frequências, a redução do nível de pressão sonora não é possível pois, para se conseguir um efeito significativo, todas as frequências deveriam ser atenuadas. Como sabe-se que a tecnologia de controle ativo de ruído possui limitação em altas frequências, devido ao seu pequeno comprimento de onda (vide seção 2.2) isso não seria possível. A Figura 21 exemplifica o espectro sonoro em uma linha de regulagem de bombas injetoras, onde a tecnologia não se aplica.

Figura 21 – Espectro sonoro de uma linha de produção de bombas injetoras diesel

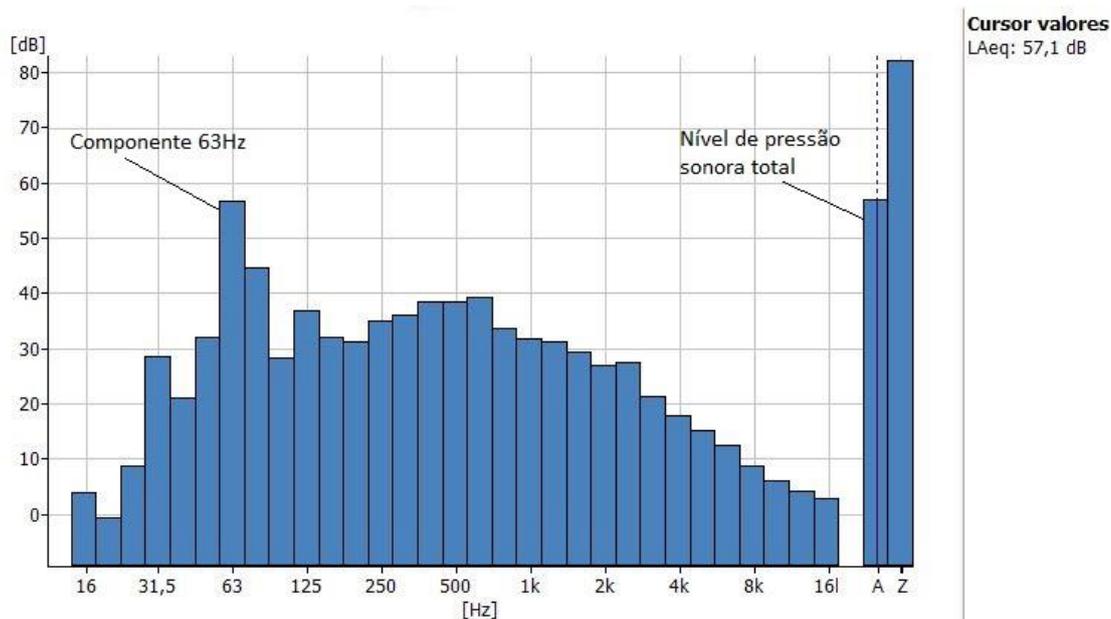


Fonte: Elaborada pelo autor

Neste exemplo, utilizando o princípio de soma logarítmica das fontes sonoras, mesmo que todas as componentes abaixo de 500 Hz (em vermelho) fossem totalmente eliminadas (o que na prática, não acontece), o nível de pressão sonora total cairia apenas de 91,5 para 91,06 dB (redução de 0,44 dB), devido à distribuição espectral do ruído em altas frequências.

Já em um ruído com a característica da Figura 22, proveniente do interior da cabine de um veículo movido à gasolina, existe uma componente espectral em 63 Hz que eleva significativamente o nível de pressão sonora total do ruído. Essa componente sozinha é responsável por praticamente todo o nível de pressão sonora medido, devido à grande diferença dela para as demais componentes.

Figura 22 – espectro sonoro no interior de um veículo com motor de combustão interna



Fonte: Elaborada pelo autor

Atacar esta componente através de um sistema de redução ativo de ruído representaria uma redução significativa no nível de pressão sonora.

Portanto, é de extrema importância o conhecimento da característica do ruído para se avaliar a aplicabilidade da tecnologia de redução ativa. Para que o desempenho seja satisfatório, ela deve ser aplicada em ruídos predominantemente de baixa frequência (menores do que 500 Hz), preferencialmente onde existam harmônicas que se destaquem das demais. Quanto mais o ruído se aproximar de um ruído tonal, mais eficiente será a redução da intensidade sonora.

2.4 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DE FILTROS

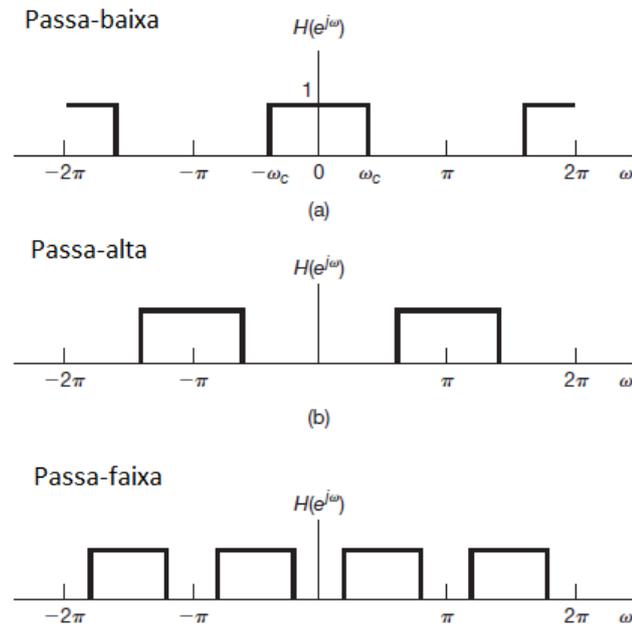
O princípio de funcionamento do sistema de cancelamento ativo de ruído passa pela geração de um anti-som que, ao se encontrar com as frentes de onda da fonte sonora original, gera interferência destrutiva e reduz o nível de pressão sonora.

A geração do anti-som precisa ser feita de tal maneira que suas fases e amplitudes sejam ajustadas para obter a maior redução de nível de pressão sonora possível. O ajuste de fase e amplitude é realizado através de filtros digitais.

De acordo com OPPENHEIM [5], um filtro tem como função selecionar as frequências de um sinal que passa por ele, podendo rejeitar parte das componentes

espectrais e deixar passar somente uma faixa de interesse. Há 3 tipos principais de filtros: passa-baixa, passa-alta e passa-faixa. A Figura 23 mostra um exemplo da função de transferência para cada um dos filtros no domínio da frequência.

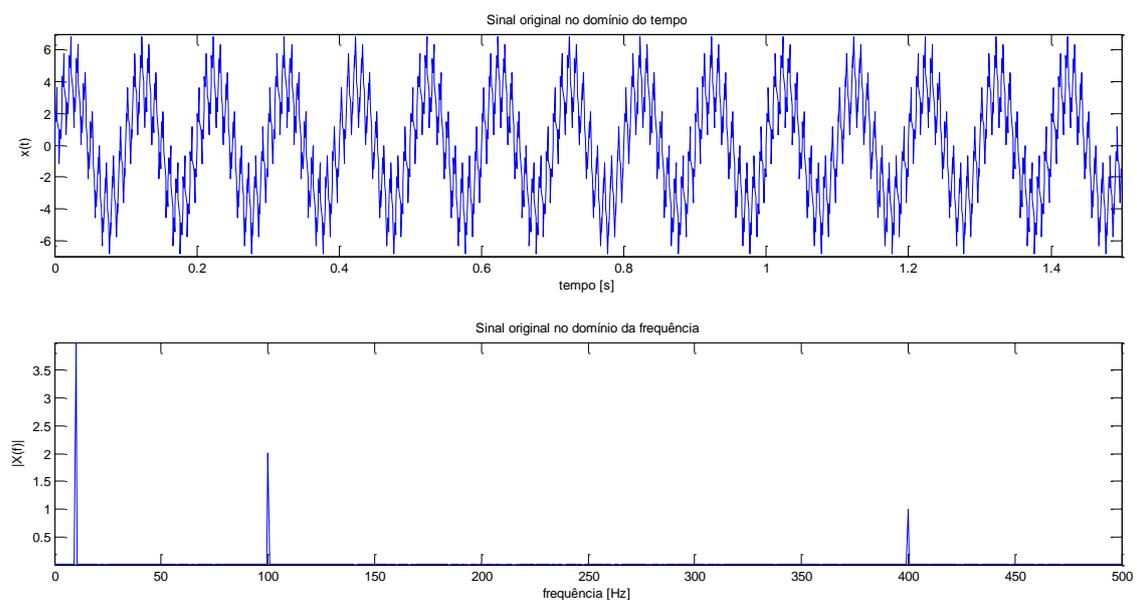
Figura 23 – Funções de transferência para filtros



Fonte: OPPENHEIM, 2010 [5]

Tomando como exemplo o sinal da Figura 24, composto pela adição de 3 senóides (10 Hz, 100 Hz e 400 Hz).

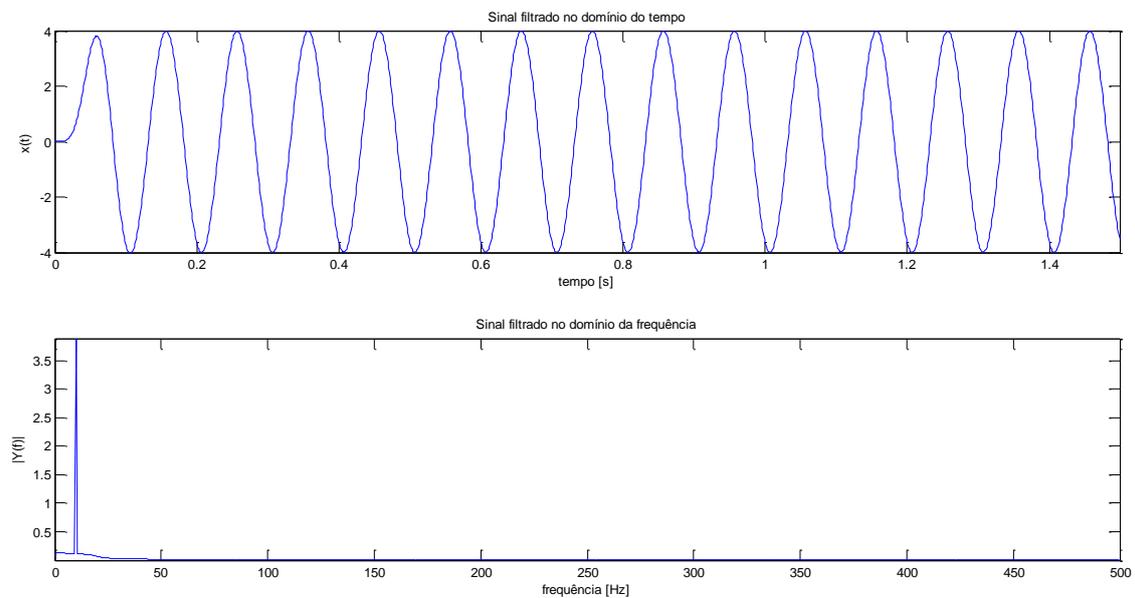
Figura 24 – Soma de senóides no domínio do tempo e da frequência



Fonte: Elaborada pelo autor

Ao passar este sinal por um filtro passa-baixa, com frequência de corte de 20 Hz (frequência na qual o filtro introduz uma atenuação de 3dB ao sinal da entrada), ele rejeitará as componentes espectrais de 100 e 400 Hz, deixando passar somente a componente de 10 Hz, conforme ilustra a Figura 25.

Figura 25 – Senóides filtradas no domínio do tempo e da frequência

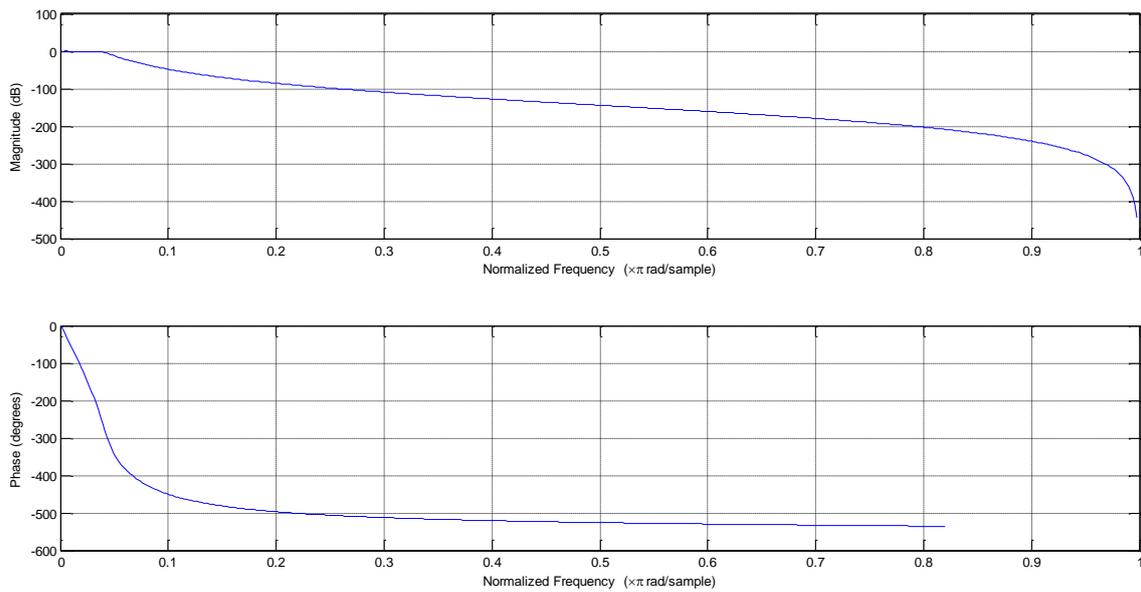


Fonte: Elaborada pelo autor

Além de introduzir uma atenuação nas frequências desejadas, o filtro também adiciona uma defasagem ao sinal na saída [OPPENHEIM, 2010] [5].

A figura 26 mostra o diagrama de Bode do filtro do referido exemplo, que demonstra sua resposta em magnitude e fase no domínio da frequência. A frequência de amostragem é de 1000 Hz e o eixo x está normalizado em π rad/amostra.

Figura 26 – Diagrama de Bode do filtro passa-baixa - a)magnitude, b)fase



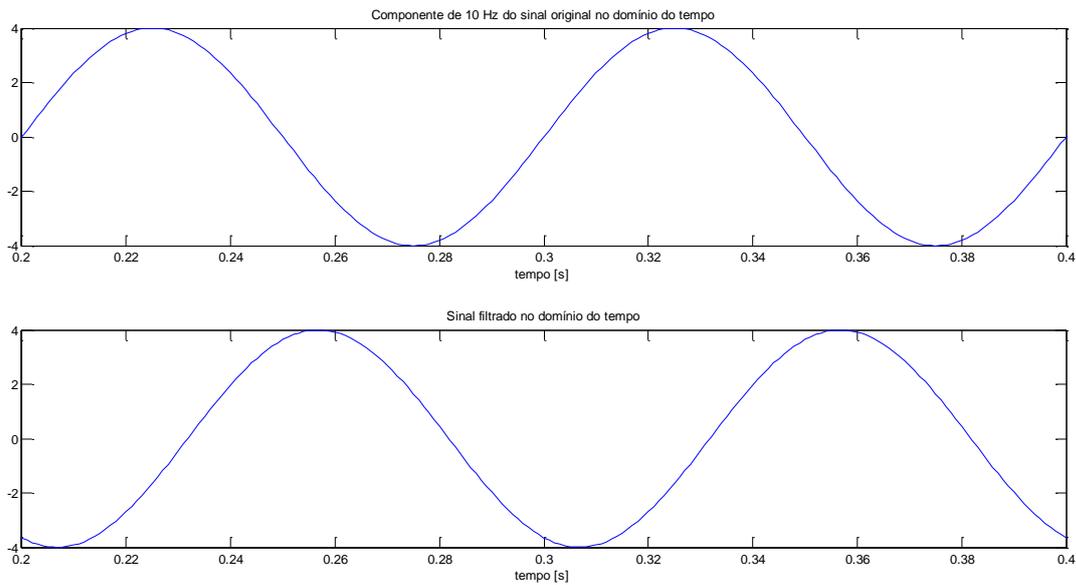
Fonte: Elaborada pelo autor

Na Figura 26 a), demonstra-se a resposta em magnitude do filtro passa-baixas. A componente de 10 Hz ($0,02 \pi$ rad/amostra) do sinal praticamente não sofre atenuação. Já as componentes de 100 Hz ($0,2 \pi$ rad/amostra) e 400 Hz ($0,8 \pi$ rad/amostra) são rejeitadas, pois sofrem uma atenuação de 85 dB e 203 dB, respectivamente.

Na Figura 26 b), vê-se a resposta em fase do referido filtro. A componente de 10 Hz ($0,02 \pi$ rad/amostra) do sinal é defasada em $-111,5^\circ$. A componente de 100 Hz ($0,2 \pi$ rad/amostra) é defasada em $-497,2^\circ$ e a de 400 Hz ($0,8 \pi$ rad/amostra) é defasada em $-535,5^\circ$.

Na Figura 27, é realizada uma comparação entre a componente de 10 Hz na entrada e na saída do filtro, onde é possível verificar de maneira mais clara a defasagem imposta pelo filtro.

Figura 27 – defasagem imposta pelo filtro



Fonte: Elaborada pelo autor

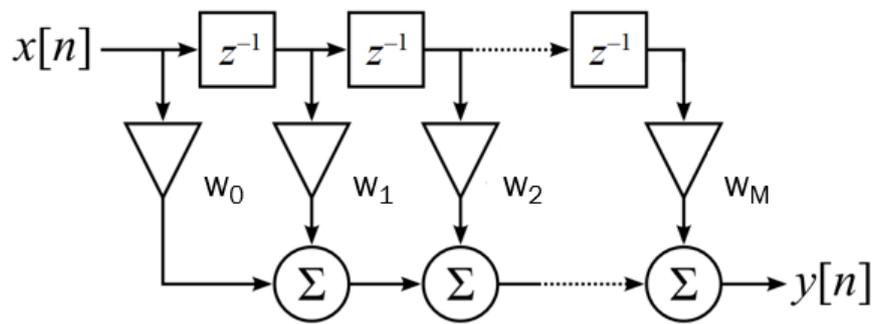
É esta defasagem imposta pelo filtro que determina a fase do anti-som necessária para que, nos encontros das frentes de onda, haja interferência destrutiva e, conseqüentemente a redução no nível de pressão sonora.

2.5 FILTROS DIGITAIS

A utilização de um filtro digital adaptativo faz com que a resposta em magnitude e fase do filtro seja iterativamente alterada até que se encontre a resposta ideal, capaz de gerar o anti-som necessário para gerar a interferência destrutiva.

Um filtro digital é uma estrutura de software que realiza amostragem de sinais, guarda amostras passadas em seu buffer e multiplica essas amostras por pesos definidos. Essa operação matemática produz os efeitos de alteração de magnitude e fase a um sinal de entrada, característicos de um filtro. O número de amostras passadas guardadas no buffer e os valores dos pesos multiplicadores definirão a função de transferência do filtro [HANSEN, 2013] [3]. Na Figura 28, está representado a implementação de um filtro digital de ordem $M+1$.

Figura 28 – Estrutura de um filtro digital



Fonte: HANSEN, 2013 [3]

Considerando um sinal digital $x[n]$ aplicado na entrada do filtro acima, sua saída será definida como:

$$y[n] = w_0x[n] + w_1x[n-1] + w_2x[n-2] + \dots + w_Mx[n-M] \quad (19)$$

Onde $w_{1...M}$ são os pesos do filtro digital.

Aplicando-se a transformada Z, para definir a função de transferência do filtro no domínio da frequência, obtém-se:

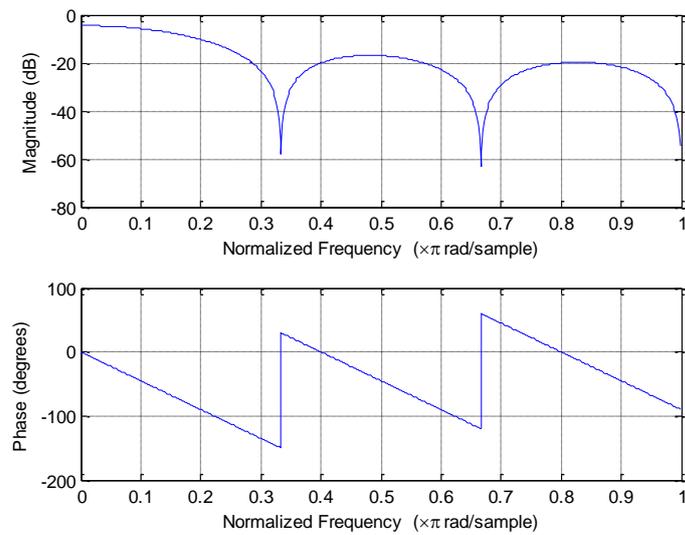
$$Y(z) = w_0X(z) + z^{-1}w_1X(z) + z^{-2}w_2X(z) + \dots + z^{-M}w_MX(z) \quad (20)$$

Logo, a função de transferência do filtro pode ser descrita conforme a Equação (21):

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = w_0 + z^{-1}w_1 + z^{-2}w_2 + \dots + z^{-M}w_M \quad (21)$$

Considerando um filtro de ordem $M=6$, com vetor de pesos $w = [0.1 \ 0.1 \ 0.1 \ 0.1 \ 0.1 \ 0.1]$, a resposta do filtro em magnitude e fase seria definida conforme a Figura 29:

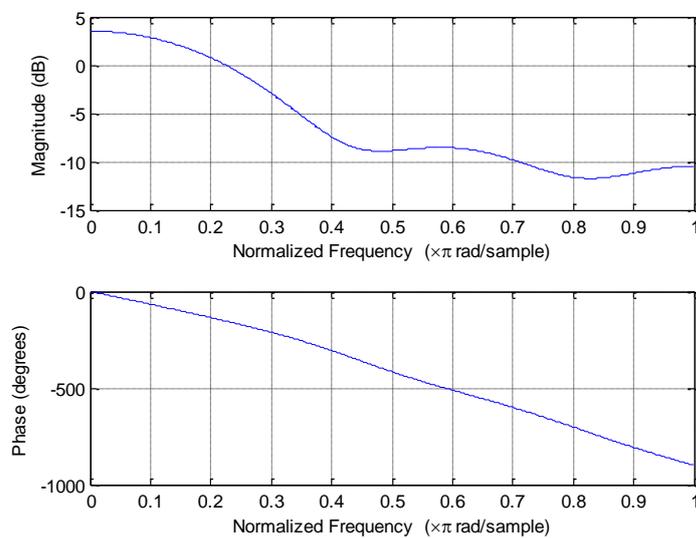
Figura 29 – Resposta do filtro digital 1 – a) magnitude b) fase



Fonte: Elaborada pelo autor

Já, um filtro com um vetor de pesos $w = [0 \ 0.1 \ 0.2 \ 0.3 \ 0.4 \ 0.5]$, possui a resposta alterada, conforme a Figura 30.

Figura 30 – Resposta do filtro digital 2 – a) magnitude b) fase



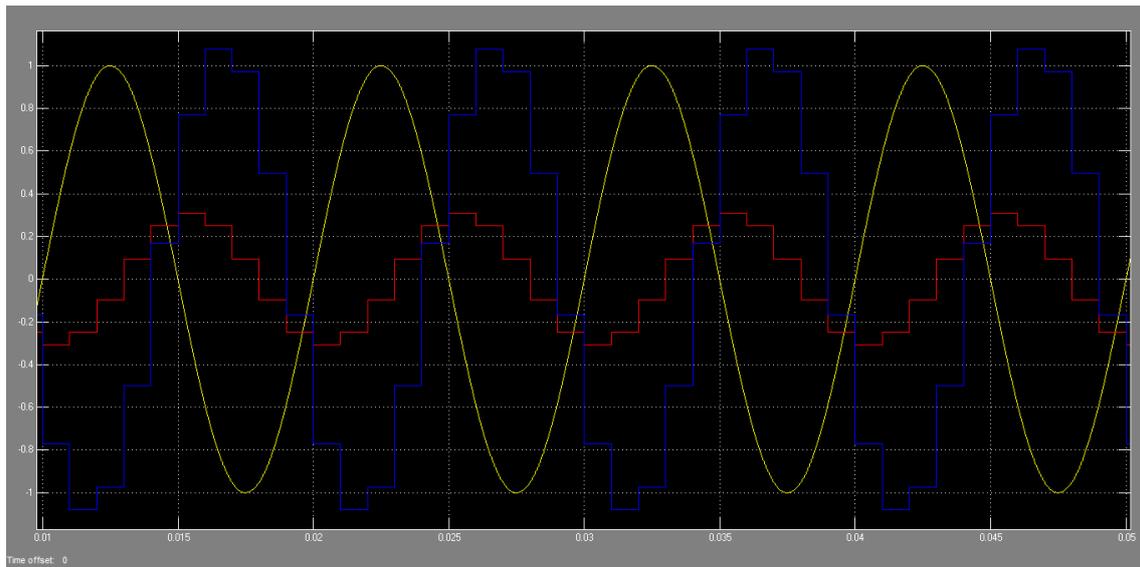
Fonte: Elaborada pelo autor

O eixo x de frequência das Figuras 29 e 30 é normalizado conforme a taxa de Nyquist, sendo 1 a metade da frequência de amostragem.

Utilizando como exemplo, um sinal de 100 Hz, com taxa de amostragem de 1000 Hz, no primeiro filtro ($w=[0.1 \ 0.1 \ 0.1 \ 0.1 \ 0.1 \ 0.1]$), a partir do diagrama de Bode, percebe-

se que haveria uma redução de magnitude de -10,12 dB (31% da amplitude original) e uma defasagem de $-89,65^\circ$. Já no segundo filtro, ($w = [0.0 \ 0.1 \ 0.2 \ 0.3 \ 0.4 \ 0.5]$), o mesmo sinal teria um ganho de 0,78 dB (109% da amplitude original) e uma defasagem de $-134,6^\circ$, conforme mostra a Figura 31. Em amarelo, observa-se o sinal original. Em vermelho, o sinal alterado pelo 1º filtro. Em azul, o sinal alterado pelo 2º filtro.

Figura 31 – Alteração do sinal de entrada em função dos ganhos do filtro



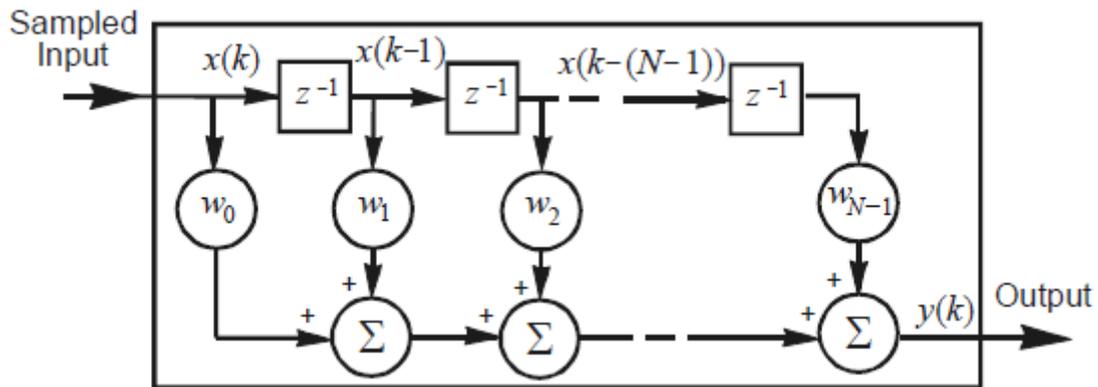
Fonte: Elaborada pelo autor

Portanto, alterando os pesos do filtro digital, é possível alterar a resposta sua resposta. O sistema de cancelamento ativo de ruído vale-se desta característica dos filtros para alterar amplitude e fase do sinal de entrada.

Existem 2 tipos principais de filtros digitais: filtros de resposta ao impulso finita (FIR – *finite impulse response*) e de resposta ao impulso infinita (IIR – *infinite impulse response*) [OPPENHEIM, 2010] [5].

Em um filtro FIR, a saída depende apenas da entrada e dos pesos, conforme descrito anteriormente e ilustrado na Figura 32.

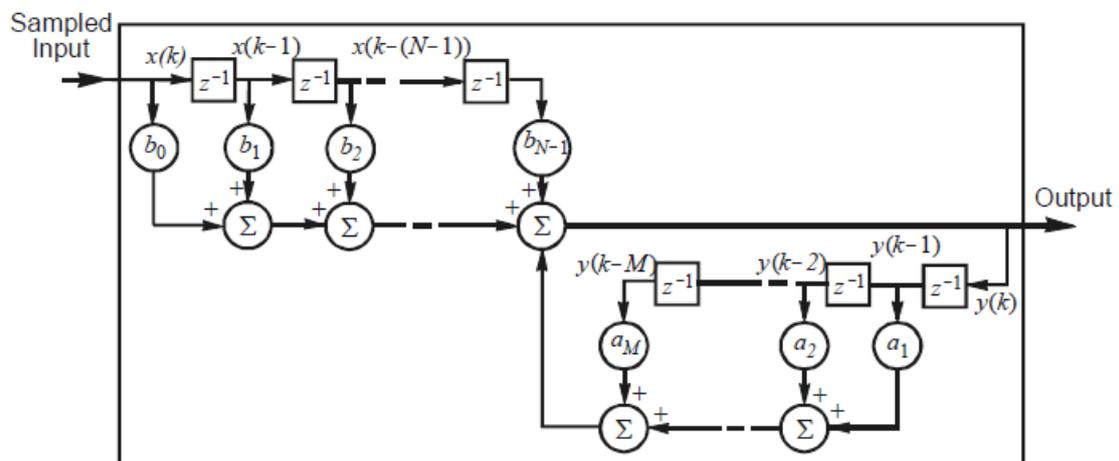
Figura 32 – Diagrama de um filtro FIR



Fonte: [HANSEN, 2013] [3]

Já em um filtro IIR, existe uma malha de realimentação na saída do filtro. Assim, a saída passa não depender apenas da entrada, mas também de amostras passadas da saída. Esta malha de realimentação adiciona polos na função de transferência do filtro.

Figura 33 – Diagrama de um filtro IIR



Fonte: [HANSEN, 2013] [3]

A função de transferência do filtro IIR pode ser representada conforme a Equação (22):

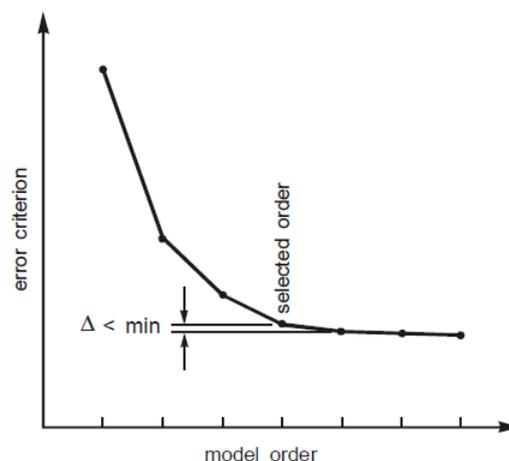
$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{M-1} z^{-(M-1)}}{1 - a_1 z^{-1} - a_2 z^{-2} - \dots - a_{M-1} z^{-(M-1)}} \quad (22)$$

Onde b são os coeficientes do loop “*feedforward*” e a são os coeficientes do loop “*feedback*”.

A presença dos polos na função de transferência dos filtros IIR faz com que eles consigam gerar o anti-som com uma ordem menor, se comparados com um filtro FIR, reduzindo o esforço computacional. No entanto, esses polos podem fazer com que o sistema demore mais para convergir durante o processo de adaptação ou até se tornar instável. A presença dos polos também pode fazer que o algoritmo adaptativo convirja para regiões de mínimos locais, onde a redução de ruído não é a máxima possível [HANSEN, 2001] [2].

Portanto, prezando pela estabilidade e velocidade de convergência, o sistema foi desenvolvido com filtros FIR de ordem 100, mesmo que exigindo um maior esforço computacional. Quanto maior a ordem do modelo, melhor será a redução do ruído. No entanto, em determinado ponto, o aumento na ordem adiciona maior carga computacional, porém sem melhoria no desempenho. A Figura 34 ilustra esse efeito.

Figura 34 – Influência da ordem do modelo na redução de ruído



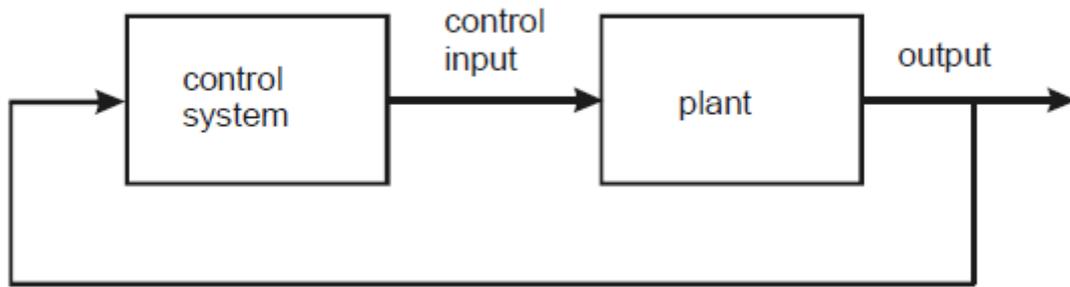
Fonte: HANSEN, 2013 [3]

2.6 CONTROLE *FEEDBACK* E *FEEDFORWARD*

Os esquemas de controle para os sistemas de cancelamento ativo de ruído podem ser de 2 tipos: “*feedback*” e “*feedforward*” [HANSEN, 2013] [3].

O sistema de controle *feedback* gera o sinal de controle (ou anti-som) a partir da leitura do microfone de erro, conforme mostra a Figura 35.

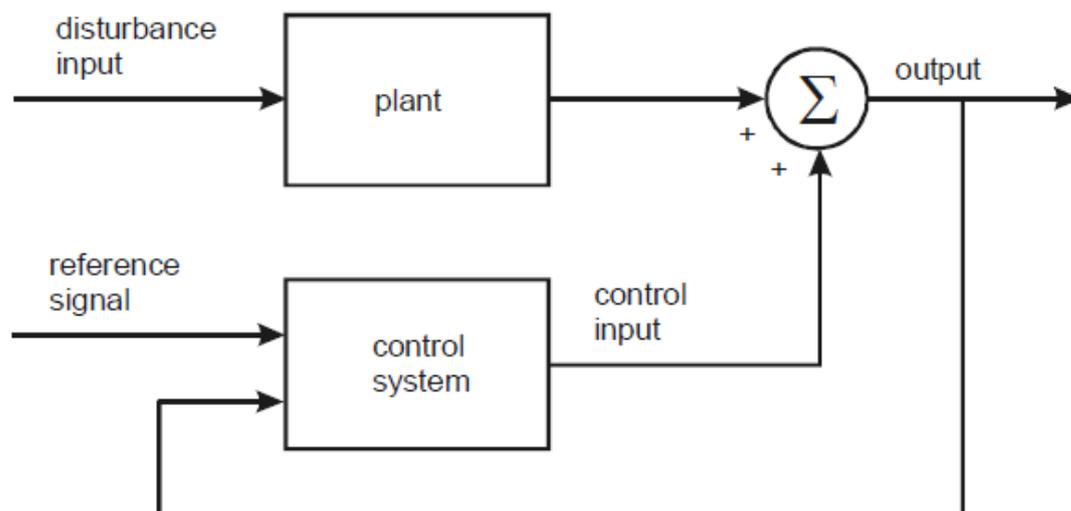
Figura 35 – Sistema de controle tipo *feedback*



Fonte: [HANSEN, 2013] [3]

Já o sistema de controle *feedforward* parte do princípio de que o ruído da fonte primária é previsível, sendo capaz de ser gerado um sinal de referência correlato a uma grandeza medida na fonte. Esse sinal de referência é utilizado para gerar a fonte de controle, conforme ilustra a Figura 36.

Figura 36 – Sistema de controle tipo *feedforward*



Fonte: [HANSEN, 2013] [3]

O estudo da presente dissertação se dedica à análise de sistemas de cancelamento de ruído do tipo *feedforward* pois, quando aplicáveis, possuem a vantagem de serem mais estáveis e proverem uma maior redução geral no nível de ruído.

Sistemas *feedforward* necessitam de um sinal de referência, que pode ser gerado a partir da colocação de um microfone de referência antes da fonte de controle ou através de uma leitura indireta a partir de uma grandeza conhecida na fonte de ruído.

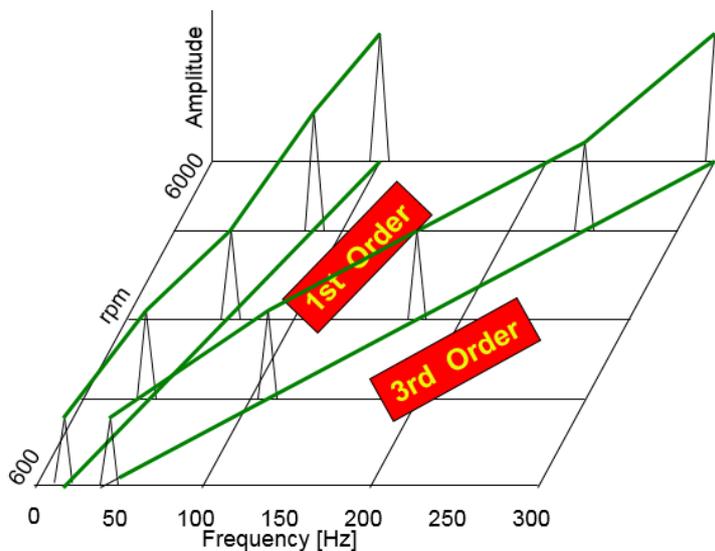
Em uma fonte de ruído previsível, é possível gerar um sinal de referência correlato ao ruído primário a partir da medição de alguma grandeza da fonte.

Desta forma, com um mapeamento prévio, é possível caracterizar o espectro sonoro em função da rotação e gerar um sinal de referência sintético, contendo as principais componentes de frequência do ruído a ser cancelado.

De acordo com KINSLER [17], existe um fator de proporcionalidade nas componentes espectrais do som de máquina rotativa, chamado de *Engine Order*. Quanto maior a rotação da máquina, mais as componentes se deslocam para o lado direito no eixo das frequências, conforme exibe a Figura 37.

Neste exemplo, a máquina possui 2 eixos, sendo que um deles gira 3 vezes mais rápido do que o outro. Enquanto a máquina gira a 600 rpm, o 1º eixo gera um ruído a 10 Hz e o 2º eixo gera ruído a 30 Hz. Se a máquina for acelerada a 6000 rpm, o 1º eixo produzirá ruído a 100 Hz e o 2º eixo a 300 Hz.

Figura 37 – Espectro sonoro de uma máquina rotativa em função da rotação



Fonte: KINSLER, 2016 [17]

Assim, pode-se identificar as componentes espectrais do som por sua *Engine Order*, conforme a Equação (23):

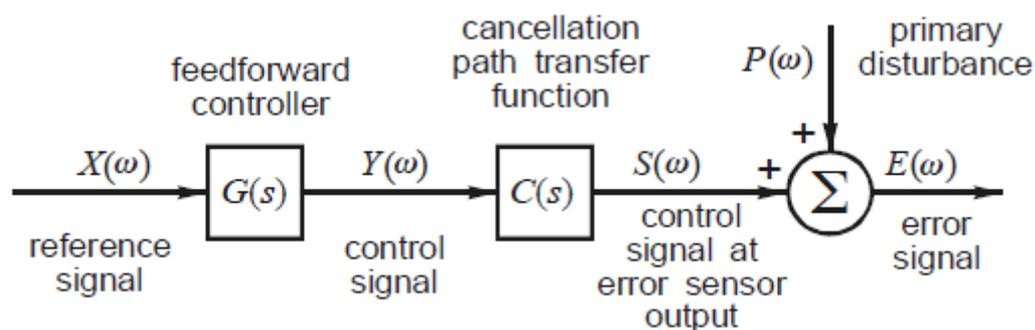
$$EngineOrder = \frac{frequência \cdot 60}{rpm} \quad (23)$$

Sabendo-se a rotação da máquina, pode-se caracterizar a amplitude e frequência do ruído para cada *engine order*, através de uma matriz que descreve o comportamento do ruído e gera um sinal de referência.

O sinal de referência, gerado sinteticamente, é o sinal que será utilizado para gerar a fonte de controle. Este sinal é filtrado pelo filtro de controle, que é iterativamente adaptado, a fim de se encontrar o ganho e a fase ideal do sinal de controle que gera a maior interferência destrutiva.

Este sinal de controle é enviado para um alto-falante e as frentes de onda geradas se encontrarão com as frentes de onda da fonte primária no ar. O resultado do encontro destas ondas é medido através de um microfone de erro, utilizado para calibrar a característica do filtro de controle. Entre a geração do sinal e a propagação do som pelo ar, existe uma planta eletroacústica que altera as características do sinal. Esta planta deve ser considerada para o processo adaptativo do filtro. Uma visão geral da implementação do sistema de redução ativa de ruído pode ser vista na Figura 38.

Figura 38 – Visão geral de um sistema de redução ativa de ruído *feedforward*



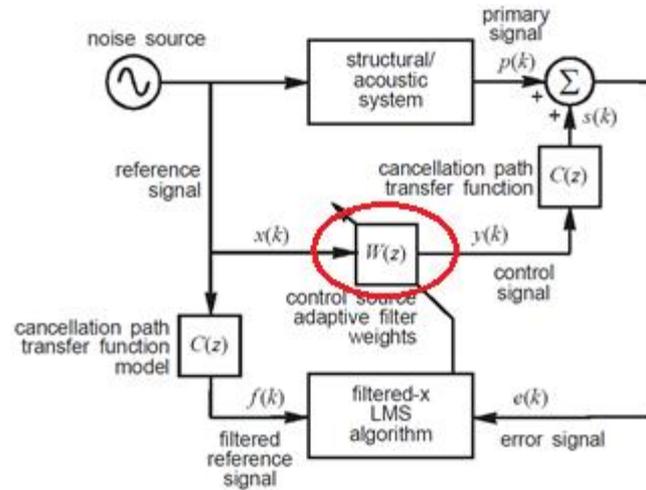
Fonte: HANSEN, 2013 [3]

2.7 FILTRO DE CONTROLE

O filtro de controle é a principal estrutura do sistema, uma vez que é responsável por ajustar a fase e a amplitude do sinal de referência, a fim de se gerar o menor ruído resultante. No presente estudo, o sistema foi desenvolvido na configuração *feedforward*, com um filtro de controle adaptativo do tipo FIR (*finite impulse response*), de ordem 100. Os pesos do filtro são atualizados iterativamente, através do algoritmo FXLMS (*filtered-*

x least mean squares), proposto por HANSEN [2]. Uma visão simplificada do sistema de controle é exibida na Figura 39, com o filtro de controle representado por $W(z)$.

Figura 39 – Filtro de controle do sistema de atenuação ativa de ruído

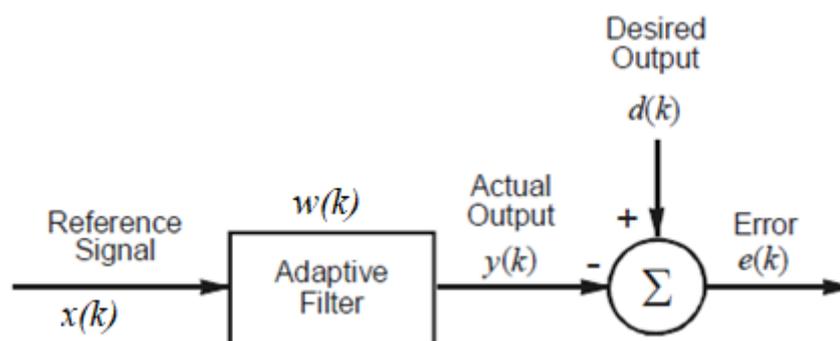


Fonte: HANSEN, 2013 [3]

O filtro adaptativo deverá trabalhar com o intuito de reduzir ao máximo o critério de erro. Em um sistema de redução de ruídos, este critério de erro é relacionado ao nível de pressão sonora no local onde o sensor (microfone) está localizado. Como um grande sinal negativo de pressão sonora também é indesejado, utiliza-se como critério de avaliação o quadrado do sinal lido no microfone de erro.

Considerando uma estrutura conforme ilustra a Figura 40, pode-se definir o sinal de erro como a diferença entre o sinal desejado e a saída do filtro de controle.

Figura 40 – Definição do sinal de erro



Fonte: HANSEN, 2013 [3]

Dessa forma, o sinal de erro é definido pela Equação (24):

$$e(k) = d(k) - y(k) \quad (24)$$

O critério de erro assumido pelo sistema é o valor esperado do quadrado erro, conforme a Equação (25).

$$\xi(k) = E\{e^2(k)\} \quad (25)$$

O operador valor esperado ($E\{\}$) é utilizado, pois em problemas de filtros adaptativos, os sinais são modelados como um processo estocástico por natureza, já que variam aleatoriamente e, portanto, devem ser descritos através de suas estatísticas. Isto tende a um aumento da complexidade na análise de algoritmos de processamento de sinais em ambientes realistas. No entanto, é comum assumir que todas as variáveis utilizadas são iguais aos seus valores esperados. Isto é: $x(k) = E\{x(k)\}$. Isto é equivalente a transformar um processo estocástico em um processo determinístico. Quantitativamente, isto gera um resultado muito otimista, mas qualitativamente, simplifica muito a análise e permite a derivação de uma série de características que claramente descrevem a natureza da influência, onde vários parâmetros influem no desempenho do sistema. Portanto, essa premissa será considerada nas análises [HANSEN, 2013] [3].

Substituindo a Equação (24) na Equação (25), tem-se:

$$\xi(k) = E\{(d(k) - x^T(k)w(k))^2\} = E\{d^2(k) - 2d(k)x^T(k)w(k) + w^T(k)x(k)x^T(k)w(k)\} \quad (26)$$

Ou:

$$\xi(k) = E\{d^2(k)\} - 2E\{d(k)x^T(k)\}w(k) + w^T(k)E\{x(k)x^T(k)\}w(k) \quad (27)$$

O primeiro termo da equação 27 pode ser interpretado como a média dos quadrados do sinal desejado, σ_d^2 .

O segundo valor esperado é a matriz de correlação cruzada p entre a resposta desejada e o vetor de entrada:

$$p = E\{d(k)x(k)\} \quad (28)$$

O terceiro valor esperado é a matriz R de auto-correlação da entrada:

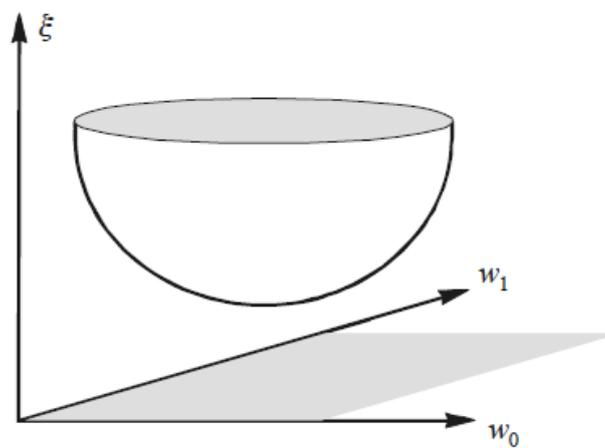
$$R = E\{x(k)x^T(k)\} \quad (29)$$

Desta forma, o critério de erro, da equação (27), pode ser reescrito conforme a Equação (30):

$$\xi(k) = \sigma_d^2 - 2p^T w(k) + w^T(k)Rw(k) \quad (30)$$

A Equação (30) mostra que o critério de erro é uma função quadrática dos coeficientes $w(k)$ do filtro de controle. Portanto, ela é caracterizada como uma superfície hiper-parabólica com M dimensões, onde M é a ordem do filtro (existem M eixos independentes para cada peso do filtro e um eixo dependente, que é o critério de erro). A Figura 41 mostra um exemplo da superfície de erro para o caso onde o filtro possui apenas 2 coeficientes.

Figura 41 – Superfície de erro para um filtro de 2 coeficientes



Fonte: HANSEN, 2013 [3]

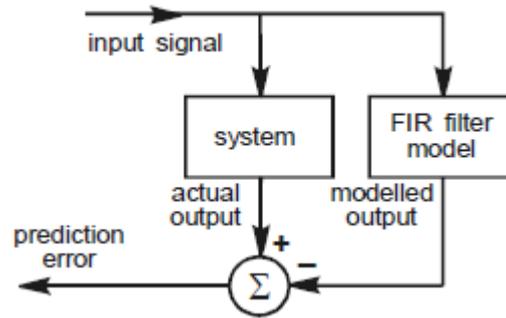
A mais importante propriedade do critério de erro é que ele possui apenas um extremo e esse extremo é um mínimo. O objetivo do algoritmo adaptativo é encontrar o conjunto de coeficientes (pesos) do filtro w_{opt} , que tornem o valor do quadrado do erro este mínimo, localizado no fundo da superfície. Portanto, derivando a função do critério de erro em relação aos pesos e igualando a zero, encontra-se o valor dos pesos ótimos.

$$\frac{\partial \xi}{\partial w} = 2Rw - 2p = 0 \quad (31)$$

$$w_{opt} = R^{-1}p \quad (32)$$

A Equação (32) é a forma discreta da solução da equação integral de Wiener-Hopf. Essa solução é o vetor ótimo de coeficientes de um filtro FIR arranjado como estimador na configuração da Figura 42. Com estes pesos, a resposta do filtro FIR irá representar a resposta do sistema o mais próximo possível.

Figura 42 – Filtro FIR como um estimador da função de transferência do sistema



Fonte: HANSEN, 2013 [3]

Apesar de calculado, o vetor de pesos ótimos w_{opt} não é factível de ser obtido em uma aplicação em tempo real, devido a problemas como a dificuldade em inverter a matriz de auto-correlação da entrada R , mudanças em variáveis no sistema que podem afetar os pesos ótimos do filtro e o cálculo da média necessário para obter boas estimativas dos valores esperados de vários termos. Por isso, o conjunto ótimo de pesos do filtro é calculado através de uma rotina de busca numérica. Como a superfície de erro é uma hiper-parabolóide, com um único mínimo (global), um algoritmo de gradiente descendente iterativo é utilizado [HANSEN, 2013] [3]. Este algoritmo é o FXLMS: *filtered-x least mean squares*.

O algoritmo FXLMS é uma variante do método de mínimos quadrados, que consiste em um processo de gradiente descendente. Ele opera adicionando uma pequena porcentagem de gradiente negativo ao valor atual dos pesos do filtro para calcular uma versão melhorada de pesos do filtro. Esse processo ocorre iterativamente até que o conjunto ideal de pesos do filtro seja encontrado, minimizando o critério de erro.

O termo “filtered-x” vem da necessidade de se modelar a função de transferência eletroacústica do sistema. O sinal de entrada no filtro de controle deve ser um sinal de referência, correlato à fonte geradora do som, filtrado pela função de transferência eletroacústica do sistema, já que na comparação com o sinal de erro, os efeitos do meio devem ser considerados para se calibrar os pesos do filtro de controle (este tema será abordado em detalhe na seção 2.8).

O processo iterativo de cálculo dos pesos do filtro funciona da seguinte forma: o peso do filtro no próximo loop de controle é igual ao peso do filtro no loop atual, menos o gradiente da superfície de erro.

$$w(k+1) = w(k) - \mu \nabla J(k) \quad (33)$$

Onde $\nabla J(k)$ é o gradiente da superfície de erro no local definido pelo conjunto de pesos do filtro e μ é o fator de convergência, que define a porção do gradiente negativo a ser subtraído. Um fator de convergência menor causa menos oscilação, porém o tempo de convergência é maior. Um fato de convergência maior aumenta a oscilação, mas reduz o tempo de convergência.

$w(k)$ é um vetor contendo os pesos do filtro de controle. Existirão tantas linhas no vetor quanto maior for a ordem do filtro (L).

$$w(k) = [w_0(k) \ w_1(k) \ w_2(k) \ \dots \ w_{L-1}(k)]^T \quad (34)$$

O sinal de erro lido pelo microfone é uma composição entre a fonte primária $p(k)$ (som indesejado) e a fonte de controle $s(k)$ (também chamada de anti-som, ou fonte secundária).

$$e(k) = p(k) + s(k) \quad (35)$$

O critério de erro é o quadrado do erro lido no microfone.

$$J(k) = e^2(k) \quad (36)$$

Portanto, seu gradiente é calculado diferenciando $J(k)$ em relação aos pesos do filtro. Como a fonte primária é independente dos pesos do filtro, ela não tem influência no cálculo do gradiente.

$$\nabla J(k) = \frac{\partial e^2(k)}{\partial w(k)} = 2e(k) \frac{\partial e(k)}{\partial w(k)} = 2e(k) \frac{\partial s(k)}{\partial w(k)} \quad (37)$$

O sinal de erro é obtido através da amostragem do sinal lido no microfone. Para calcular $\frac{\partial s(k)}{\partial w(k)}$, o seguinte raciocínio é necessário:

A saída do filtro de controle $y(k)$ é igual um sinal de referência correlato com a fonte primária $x(k)$, convolucionado com o filtro de controle.

$$y(k) = w^T(k) * x(k) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i(k) x(k-i) \quad (38)$$

O anti-som é, portanto, a saída do filtro de controle, alterada pela planta eletroacústica que o sinal irá percorrer $c(k)$.

Obs. Os termos com acento circunflexo (^) referem-se às estimativas.

$$s(k) = [w^T(k)x(k)] * c(k) \approx y(k) * \hat{c}(k) = \sum_{i=0}^{M-1} \hat{c}_i(k)y(k-i) \quad (39)$$

Onde $\hat{c}(k) = [\hat{c}_0(k) \hat{c}_1(k) \dots \hat{c}_{M-1}(k)]^T$ são os coeficientes de um filtro que modela a função de transferência eletroacústica do meio (entre a fonte de controle e o microfone de erro). M é a ordem do filtro usado na modelagem da planta.

Referindo-se à equação acima, pode-se rearranjar a equação como:

$$s(k) = [w^T(k)x(k)] * c(k) \approx w^T(k) * f(k) \quad (40)$$

Onde $f(k)$ é o sinal de referência $x(k)$, filtrado por um filtro $\hat{c}(k)$ de ordem M que modela a função eletroacústica do meio de propagação do som, dado por $f(k) = [f(k)f(k-1)\dots f(k-M+1)]^T$, com j -ésimo termo em $f(k)$ dado por:

$$f(k-j) = \sum_{i=0}^{M-1} \hat{c}_i(k)x(k-i-j) \quad (41)$$

Logo, a derivada da fonte de controle em relação aos pesos w torna-se igual ao próprio sinal $f(k)$, que é o sinal de referência $x(k)$ filtrado pela estimativa da função de transferência do meio $\hat{C}(z)$.

$$\frac{\partial s(k)}{\partial w(k)} = \frac{\partial [w^T(k)*f(k)]}{\partial w(k)} = f(k) \quad (42)$$

Portanto, o gradiente da superfície de erro pode ser calculado como:

$$\nabla J(k) = 2e(k) \frac{\partial s(k)}{\partial w(k)} = 2e(k)f(k) \quad (43)$$

E a atualização adaptativa dos pesos do filtro de controle é calculada como:

$$w(k+1) = w(k) - \mu \nabla J(k) = w(k) - 2\mu e(k)f(k) \quad (44)$$

Logo, para o j -ésimo peso do filtro, a atualização é realizada através da Equação (45):

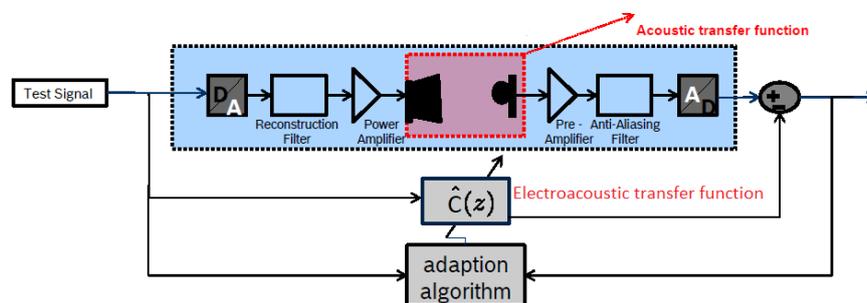
$$w_j(k+1) = w_j(k) - 2\mu e(k)f(k-j) \quad (45)$$

A Equação (45) é o algoritmo FXLMS utilizado para atualizar o j -ésimo coeficiente do filtro de controle, na k -ésima amostra temporal.

2.8 ESTIMATIVA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA ELETROACÚSTICA DO MEIO

Conforme descrito na seção 2.7, a geração do sinal $f(k)$, necessário para adaptar o filtro de controle, requer a existência de uma estimativa da função de transferência eletroacústica do meio. A abordagem proposta por HANSEN [2] é a estimação através de um filtro adaptativo com o algoritmo LMS (*least mean squares*), que terá aproximadamente, a mesma característica em magnitude e fase da planta eletroacústica do meio, conforme demonstra a Figura 43.

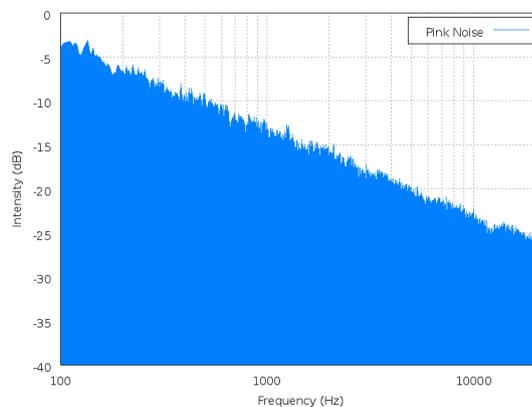
Figura 43 – Estimativa da função de transferência eletroacústica do meio



Fonte: Elaborada pelo autor

Essa estimativa é realizada através da adição de ruído rosa (sinal onde a densidade espectral de potência é inversamente proporcional à frequência do sinal), conforme a Figura 44. Desta forma, ele modela a função de transferência, priorizando as baixas frequências, que são o foco do sistema de redução ativa de ruídos, em detrimento às altas frequências. O ruído rosa tem uma amplitude muito menor do que as fontes primárias e de controle (até 30 dB a menos do que o sinal lido no microfone de erro).

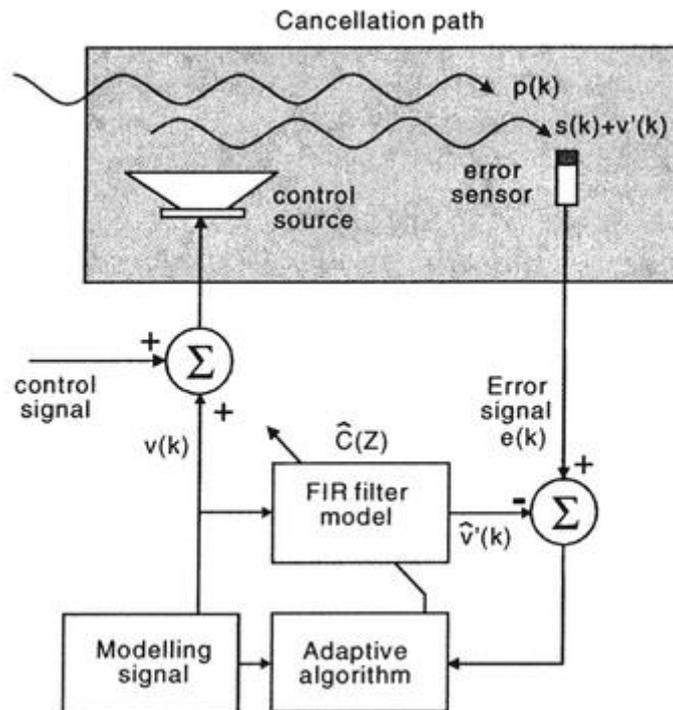
Figura 44 – Espectro do ruído rosa



Fonte: Wikipedia – ruído rosa [31]

Este sinal de modelagem $v(k)$ é enviado aos alto-falantes, adicionado ao sinal de controle. Ao ser alterado pelo meio, o sinal se torna $v'(k)$. $v(k)$ também passa por um filtro adaptativo $\hat{C}(z)$, que modela a função de transferência eletroacústica do sistema. A saída desse filtro é $\hat{v}'(k)$ (a estimativa de como o sinal $v'(k)$ será após ser transmitido pelo meio), que é subtraído do sinal lido no microfone de erro, conforme demonstra a Figura 45. Portanto, quando o sinal $\hat{v}'(k)$ é igual a $v'(k)$, o filtro converge, pois sua função de transferência se assemelha à função de transferência eletroacústica do meio.

Figura 45 – Filtro estimador da função de transferência do meio



Fonte: HANSEN, 2001 [2]

A atualização do j -ésimo peso do filtro de estimativa do meio é feita iterativamente através da seguinte operação:

$$w_j(k + 1) = w_j(k) + \mu v'(k)e(k) \quad (46)$$

No sinal de erro, existe também uma parcela proveniente das fontes primárias e de controle, que podem gerar desvios no modelo. Portanto, para uma melhor estimativa da função de transferência do meio, convém desligar as fontes primárias e de controle até que o filtro convirja.

$$e(k) = p(k) + s(k) + v'(k) - \hat{v}'(k) \quad (47)$$

Idealmente, a função de transferência do meio deve ser recalculada periodicamente, uma vez que a temperatura do ambiente pode alterar a velocidade do som, o desgaste dos componentes pode alterar suas características e a mudança de posição de objetos no ambiente pode mudar o meio como as ondas se propagam.

Após estimada a função de transferência, este filtro que copia as características do meio é utilizado para gerar o sinal $f(k)$, utilizado no algoritmo FXLMS para calcular o conjunto de pesos ideais do filtro de controle.

É também possível se realizar a estimativa da função de transferência do meio sem a adição de um ruído extra. O próprio sinal de controle pode ser utilizado para o processo da estimativa. O desempenho do sistema seria ainda melhor, uma vez que não seria necessário adicionar um ruído para a realização da modelagem. No entanto, a alta correlação entre a fonte primária e secundária, pode levar a desvios no modelo [HANSEN, 2001][2]. Tomando como exemplo um sinal que varia suas componentes espectrais no tempo, como um motor acelerando. A estimativa da função de transferência funcionará bem para a frequência inicial do ruído, mas conforme o espectro sonoro varia, a estimativa também precisará se adaptar, uma vez que foi calculada usando o sinal de controle inicial. Este transiente de estimativa pode levar a desvios no modelo.

O método da adição do ruído não requer uma atualização frequente da função de transferência, pois ele modela o meio em uma larga faixa no espectro e os parâmetros do meio raramente se alteram. Portanto, a perda de desempenho trazida pela adição do ruído pode ser compensada por uma atualização esporádica da função de transferência (ligando o ruído somente quando for necessária uma nova atualização). Já o método de utilização do sinal de controle para estimativa, requer atualização constante, pois ela é feita somente para o ponto de funcionamento atual do sistema e caso haja alteração no conteúdo sonoro, é necessária uma nova estimativa.

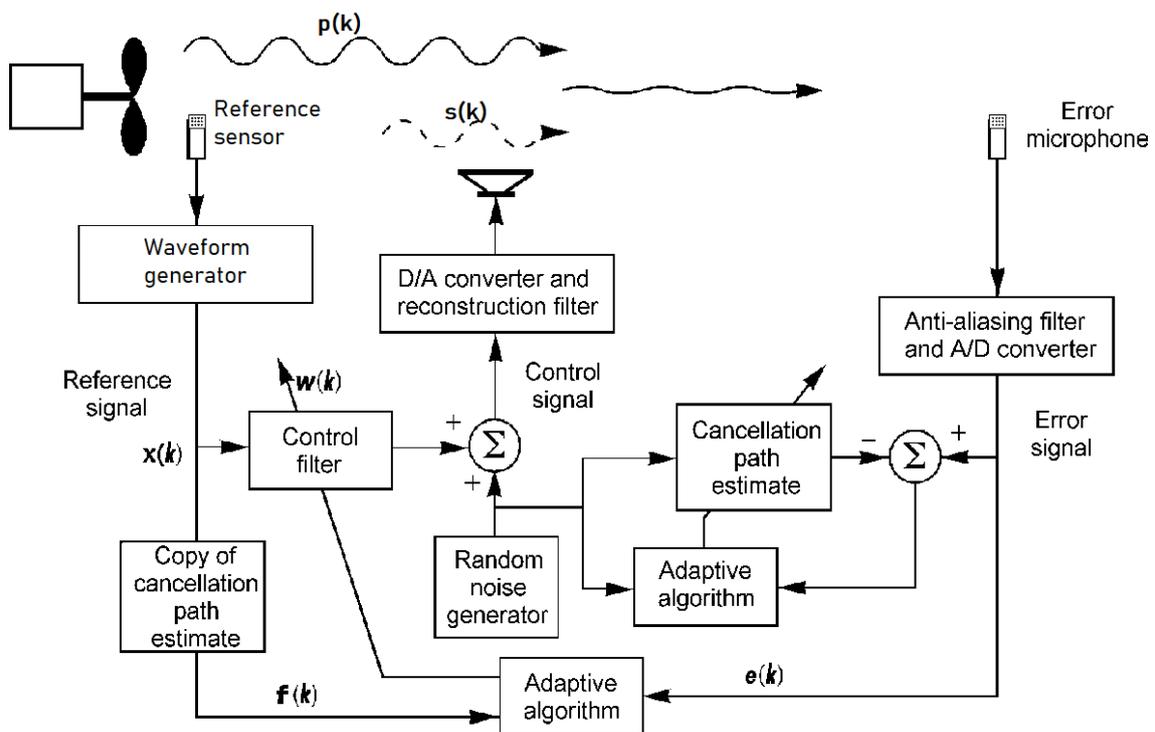
Na análise do compromisso entre desempenho do sistema e simplicidade na estimativa da função de transferência, optou-se pela implementação da modelagem através da adição de ruído rosa, a fim de se diminuir a chance de desvios na estimativa.

2.9 VISÃO GERAL DO SISTEMA

A partir da análise das técnicas existentes para implementação de um sistema de cancelamento ativo de ruído, definiu-se a topologia foco do estudo como um sistema *feedforward* (devido à previsibilidade do sinal de referência, melhor redução global de ruído e estabilidade), com geração do sinal de referência a partir do dado de rotação (devido à forte correlação entre rotação da máquina e espectro sonoro), utilizando algoritmo FXLMS (devido ao melhor desempenho) para adaptar os pesos de um filtro FIR (devido à maior estabilidade da topologia), com estimativa de função de transferência a partir de adição de ruído rosa (para reduzir a chance de desvios no modelo).

Uma visão geral do sistema pode ser demonstrada através da Figura 46:

Figura 46 – Visão geral do sistema ANC implementado para estudo



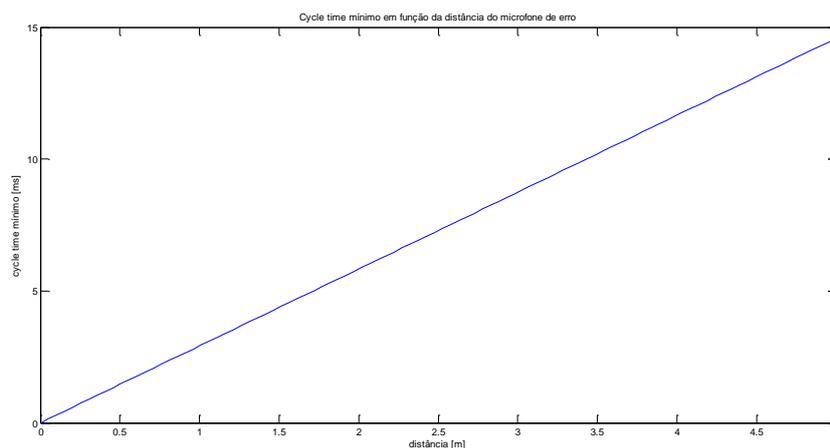
Fonte: Elaborada pelo autor

A fonte primária emite um ruído. O sinal de referência correlato com o ruído, $x(k)$ é gerado, contendo as frequências a serem canceladas do ruído da fonte. Esse sinal de referência é passado para o filtro de controle $W(z)$, para que este ajuste sua fase e amplitude ideais para haver o cancelamento máximo no ponto do microfone de erro. O filtro de controle $W(z)$ é iterativamente adaptado através do algoritmo FXLMS, que necessita do sinal $f(k)$ para ser calculado. O sinal $f(k)$ é a estimativa de como o sinal de

referência $x(k)$ seria após passar pelo meio físico de propagação. Para tanto, é necessário se realizar a estimativa da função de transferência eletroacústica do meio $\hat{C}(z)$. Isto é realizado através da injeção do ruído rosa no meio de propagação e, ao mesmo tempo através de um filtro adaptativo $\hat{C}(z)$. Quando a resposta do filtro $\hat{C}(z)$ se assemelha ao meio, pode-se dizer que o filtro representa a função de transferência do meio e, portanto, pode ser utilizado para a geração do sinal $f(k)$.

É importante respeitar o tempo de propagação do som na malha de controle. Como o som viaja a, aproximadamente a 343 m/s, a iteração do cálculo dos pesos do filtro não pode ocorrer antes de que a onda sonora atinja o microfone, pois senão os efeitos da adaptação da fase não serão sentidos por ele. Portanto, a posição do microfone de erro limita o tempo mínimo da realimentação da malha de controle, conforme a Figura 47:

Figura 47 – Tempo da malha de controle em função da distância do microfone de erro



Fonte: Elaborada pelo autor

Por exemplo: se o microfone estiver localizado a 1 metro, a malha de controle deve ser atualizada em tempos maiores do que 2,94 ms. Caso contrário, o filtro seria adaptado antes mesmo do que o microfone pudesse sentir os efeitos da última alteração na característica do filtro de controle.

Esta característica, em caso de sinal estacionário, pode ser compensada pelo desvio de fase do sinal dependendo da ordem do filtro e do uso de linhas de atraso do sinal de erro.

O sistema de controle ativo de ruído desenvolvido nesta dissertação é baseado na Figura 46 e leva em conta os diversos requerimentos técnicos apresentados neste capítulo.

3 DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA ANC

O sistema ANC (*Active Noise Cancellation*) proposto nessa dissertação é controlado por uma central de prototipagem da dSPACE chamada MicroLabBox (Figura 48). Ela possui um processador NXP QorIQ P5020 Dual Core de 2 GHz, 1 GB de memória RAM, interface Ethernet, entradas analógicas de 16 bits e frequência de amostragem de 1M samples/s, 16 saídas analógicas de 16 bits com 1M samples/s.

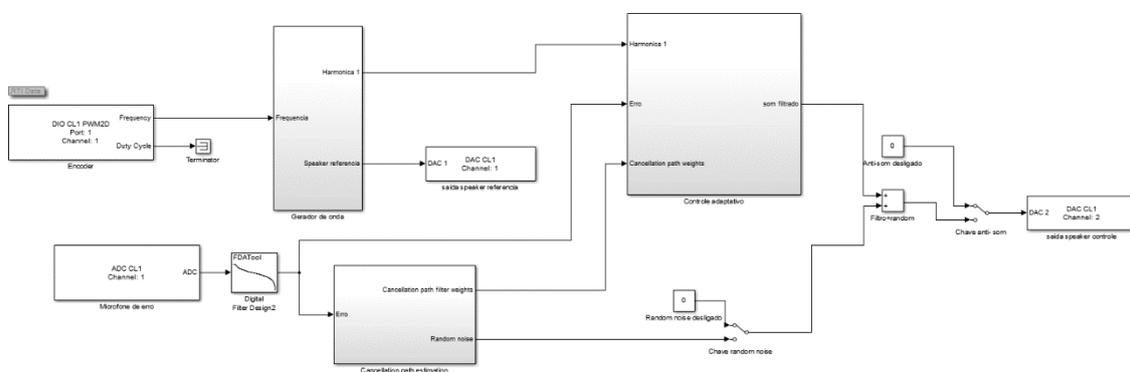
Figura 48 – MicroLabBox



Fonte: dSPACE [20]

A MicroLabBox pode ser programada a partir do ambiente Simulink com uma RTI (Real Time Interface) específica da dSPACE. A programação é feita em diagrama de blocos, com algumas funcionalidades específicas desenvolvida em linguagem de programação MATLAB. A Figura 49 mostra a implementação do algoritmo, em seu nível mais superior, onde cada bloco corresponde a uma parte da lógica, que pode ser expandida em diversos níveis de detalhamento.

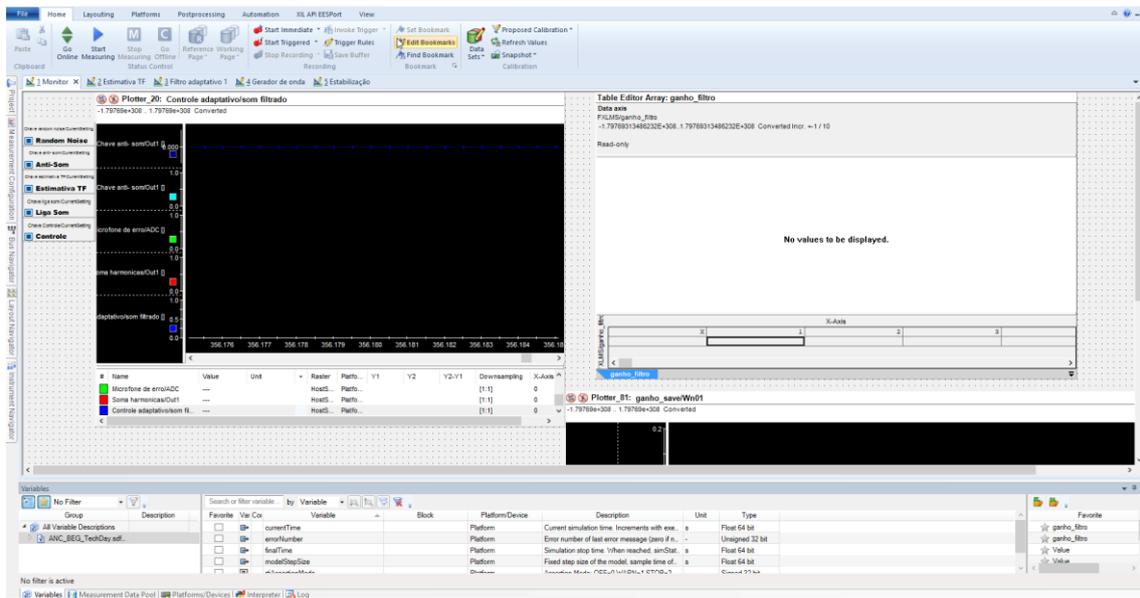
Figura 49 – Implementação em Simulink do sistema ANC proposto (visão geral)



Fonte: Elaborada pelo autor

A calibração dos parâmetros e monitoramento do sistema é realizada através do software Control Desk. A tela com o experimento da aplicação é exibida na Figura 50.

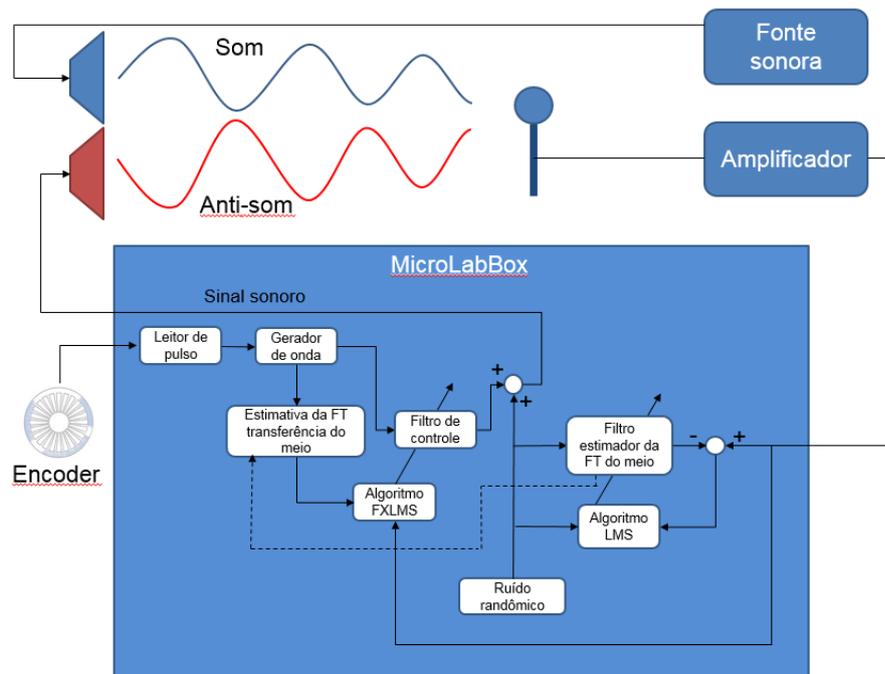
Figura 50 – Experimento de controle do sistema ANC no Control Desk



Fonte: Elaborada pelo autor

O software de controle pode ser subdividido em módulos, conforme ilustra a Figura 51:

Figura 51 – Diagrama de blocos do software de controle

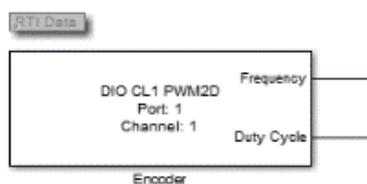


Fonte: Elaborada pelo autor

3.1 LEITOR DE PULSO

Para o caso de uma máquina rotativa, um encoder é ligado ao eixo da fonte geradora de ruído. Este encoder fornece ao sistema a velocidade de rotação da máquina geradora de ruído. A interface entre o sinal elétrico e o sistema de controle é feito por um bloco leitor de frequência (Figura 52), que faz parte da Real Time Interface da MicroLabBox.

Figura 52 – Interface da RTI com leitor de frequência

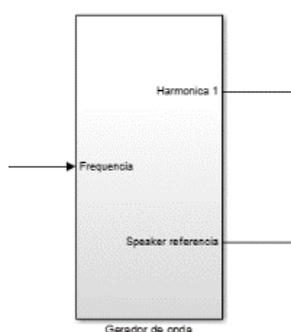


Fonte: Elaborada pelo autor

3.2 GERADOR DE ONDA

Conforme descrito anteriormente na seção 2.6, sabendo-se a rotação de uma máquina, é possível descrever o seu espectro sonoro, pois a frequência sonora aumenta proporcionalmente com a rotação.

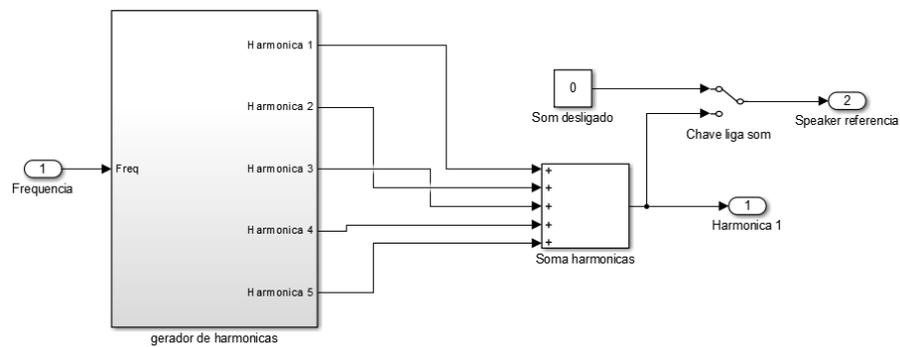
Figura 53 – Gerador de onda



Fonte: Elaborada pelo autor

Portanto, no gerador de onda (Figura 53), são geradas as harmônicas que se desejam cancelar do som original.

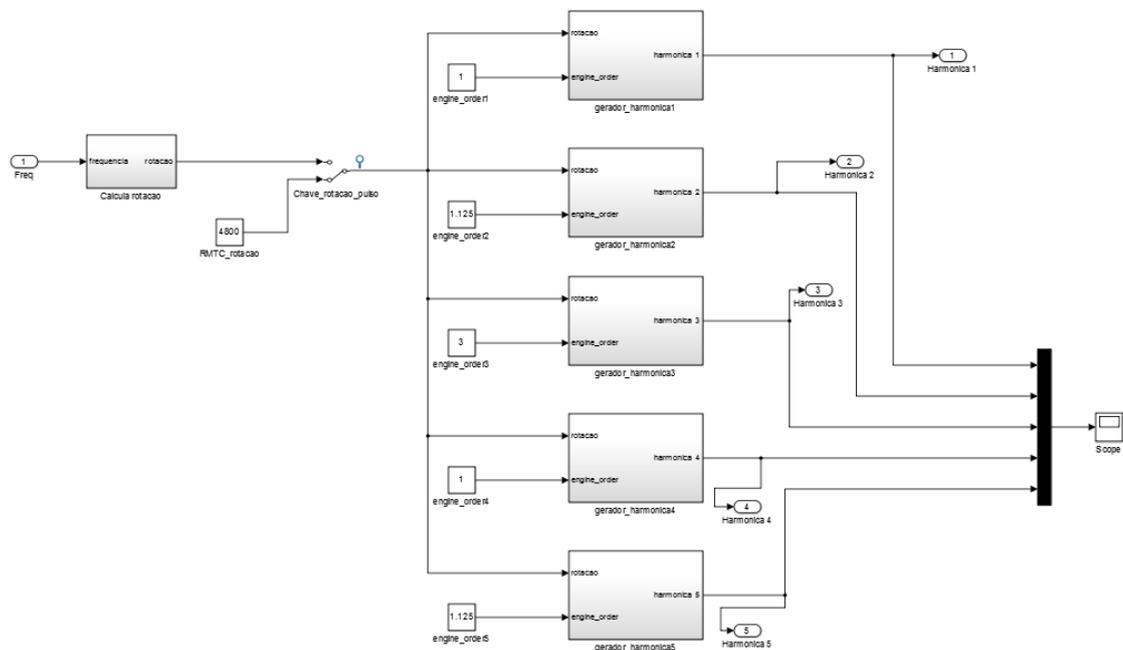
Figura 54 – Gerador de harmônicas



Fonte: Elaborada pelo autor

No gerador de harmônicas (Figura 54), até 5 componentes espectrais senoidais podem ser declaradas, a fim de se criar um anti-som que simule a fonte de ruído. A geração deste anti-som é proporcional à rotação e cada harmônica é declarada em função da sua *engine order*, conforme exibe a Figura 55.

Figura 55 – Geração das harmônicas em função da rotação e *engine order*

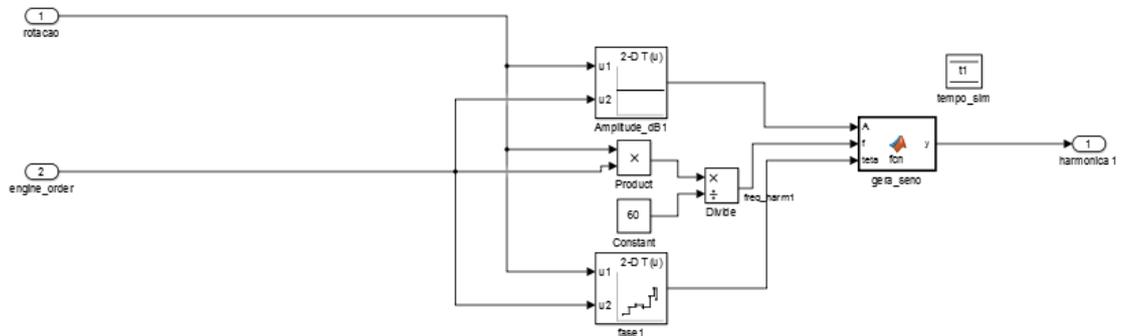


Fonte: Elaborada pelo autor

Dentro de cada gerador de harmônica, existem tabelas parametrizáveis, onde é possível calibrar a amplitude e a fase da componente espectral, a fim de se gerar o anti-som que reproduza a fonte de ruído. Esses parâmetros são interpolados linearmente em

uma lookup table e são enviados para uma função que gera uma onda senoidal, contendo a fase e amplitude selecionadas, conforme a Figura 56.

Figura 56 – Vista interna do bloco de geração de harmônicas

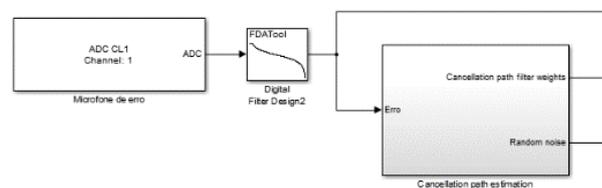


Fonte: Elaborada pelo autor

3.3 FILTRO ESTIMADOR DA FT DO MEIO

A estimativa da função de transferência do meio é feita através da adição de um ruído rosa a um filtro digital LMS, com realimentação do microfone de erro. A leitura do microfone é feita através de um canal A/D integrado na Real Time Interface da MicroLabBox. Como o foco do sistema é a redução de ruídos de baixa frequência, o sinal de realimentação do microfone de erro é filtrado por um filtro digital Butterworth passa-baixa de ordem 10 com frequência de amostragem de 20kHz e frequência de corte de 400 Hz, conforme Figura 57.

Figura 57 – Leitura do sinal de erro para estimador da função de transferência

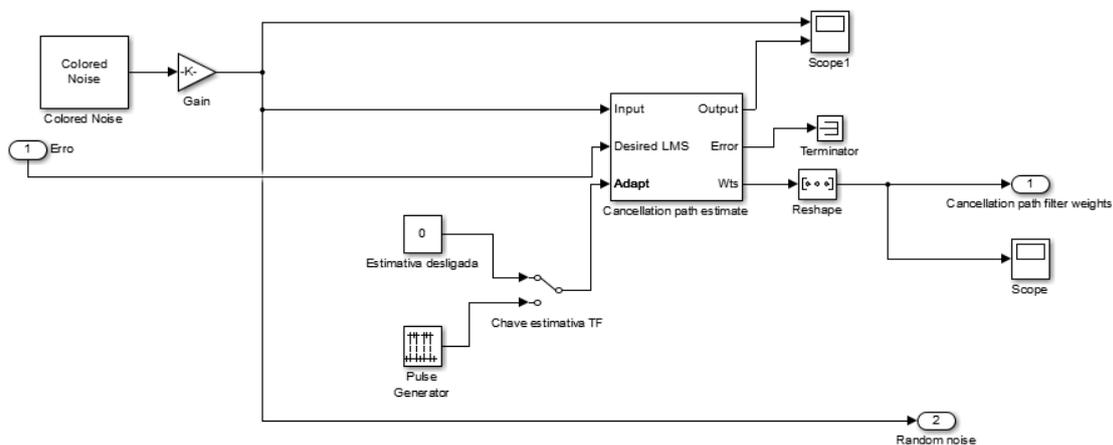


Fonte: Elaborada pelo autor

A frequência de cálculo do sistema é de 20kHz. Ou seja, o sistema realiza 1 loop de cálculo a cada 50 μ s. Como o som viaja a, aproximadamente 340 m/s, a onda sonora percorreria apenas 17 mm neste tempo. Como o microfone de erro fica localizado a, aproximadamente 40 cm da fonte sonora, se adaptação do filtro acontecesse na mesma

frequência de cálculo do sistema, os efeitos da alteração do filtro adaptativo LMS ainda não seriam sentidos no microfone de erro, pois a onda sonora adaptada ainda não teria chegado. Este efeito gera um sinal de erro incorreto, podendo até levar o filtro à instabilidade. Portanto, no filtro adaptativo de estimativa da função de transferência é aplicado uma redução na taxa de atualização, com um fator 100. Ou seja, o sistema realiza um loop de cálculo a cada 50 μ s, mas o filtro de estimativa da FT só se adapta a cada 5 ms, o que permite tempo suficiente para que a onda sonora percorra 1,7 m, permitindo ao microfone sentir os efeitos da alteração da característica do filtro, antes que esse inicie um novo loop de adaptação. Este processo é ilustrado na Figura 58. A redução na taxa de adaptação também poderia ser evitada com o uso de linhas de atraso do sinal de erro.

Figura 58 – Filtro estimador da função de transferência do meio



Fonte: Elaborada pelo autor

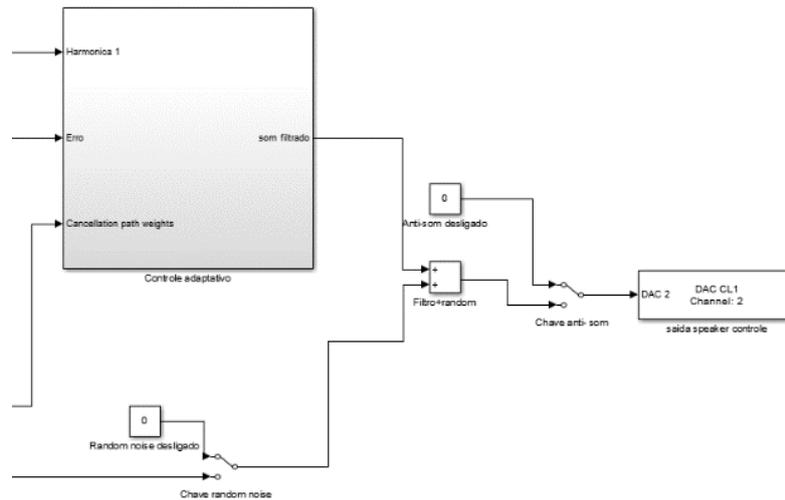
O filtro de estimativa da função de transferência é do tipo LMS, de ordem 50. Seus pesos são todos inicializados com valor 0 e o fator de convergência é de 0,2 (obtido empiricamente até encontrar o fator crítico). Aumentar o fator de convergência, acelera o processo de adaptação, mas pode gerar oscilações no processo de estabilização. Um fator de convergência menor torna o sinal mais lento, porém sem oscilações durante o processo de convergência.

Após atingida a estabilidade do filtro de estimativa da função de transferência do meio, caso não haja alguma grande variação no meio (movimentação de objetos, mudança na temperatura), o processo de adaptação pode ser desligado através de uma chave, uma vez que a característica do meio permanecerá estável.

3.4 FILTRO DE CONTROLE DE FASE E AMPLITUDE

O filtro de controle é o responsável por alterar a fase a amplitude do sinal criado pelo gerador de onda a fim de se atingir a máxima redução de ruído. Esse sinal é enviado diretamente para uma interface da RTI, que gerencia uma saída analógica da MicroLabBox, conectada ao alto-falante do anti-som, conforme a Figura 59.

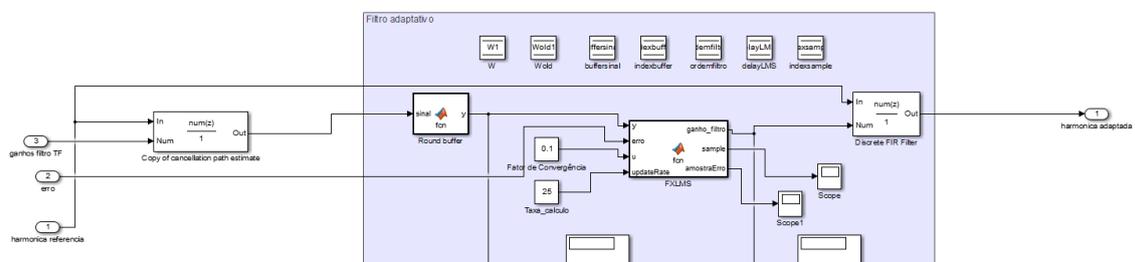
Figura 59 – Saída do filtro de controle para o alto-falante



Fonte: Elaborada pelo autor

O primeiro passo do controle adaptativo, é filtrar o sinal do gerador de onda por um filtro digital que possui a mesma característica do filtro estimador da função de transferência do meio. Desta forma, o sistema pode antever como o sinal elétrico se comportará acusticamente no meio, quando for emitido pelos alto-falantes, conforme ilustra a Figura 60.

Figura 60 – Implementação do filtro de controle



Fonte: Elaborada pelo autor

Conforme descrito na seção 2.7, o algoritmo FXLMS requer o uso de amostras passadas do sinal a ser filtrado. Portanto, após filtrar o sinal do gerador de onda com a FT

do meio, as amostras são armazenadas em um buffer circular tão grande quanto a ordem do filtro de controle, conforme a Figura 60. Nesta aplicação, a ordem do filtro de controle FXLMS é 100. Portanto, o buffer deve armazenar 100 amostras passadas do sinal de controle. A ordem do filtro foi definida empiricamente, aumentando seu valor a cada ensaio, até que o acréscimo não representasse mais em uma redução de ruído significativa.

O buffer de amostras e o sinal de erro são as entradas do algoritmo adaptativo FXLMS, implementado através de um script em MATLAB, conforme o ANEXO A.

O processo de adaptação, assim como no filtro de estimativa da função de transferência, precisa de uma redução na taxa de atualização, a fim de garantir que a onda sonora chegue ao microfone de erro. No filtro de controle, a taxa é de 25. Ou seja, enquanto o sistema roda em um período de 50 μ s, o filtro de controle só se atualiza a cada 1,25 ms, o que permite a onda sonora percorrer 42,5 cm. Portanto, para esta parametrização de sistema, o microfone não pode ser colocado a mais do que 42,5 cm do alto-falante de anti-som, caso contrário, o sinal de erro não reproduzirá um *feedback* correspondente às alterações da característica do filtro de controle, podendo levar o sistema à instabilidade.

O fator de convergência do algoritmo FXLMS é de 0,1 (obtido empiricamente até encontrar o fator crítico). Aumentá-lo torna o processo de adaptação mais rápido, porém com sobressaltos na amplitude sonora. Reduzi-lo torna o sistema mais lento, porém sem oscilações na amplitude sonora.

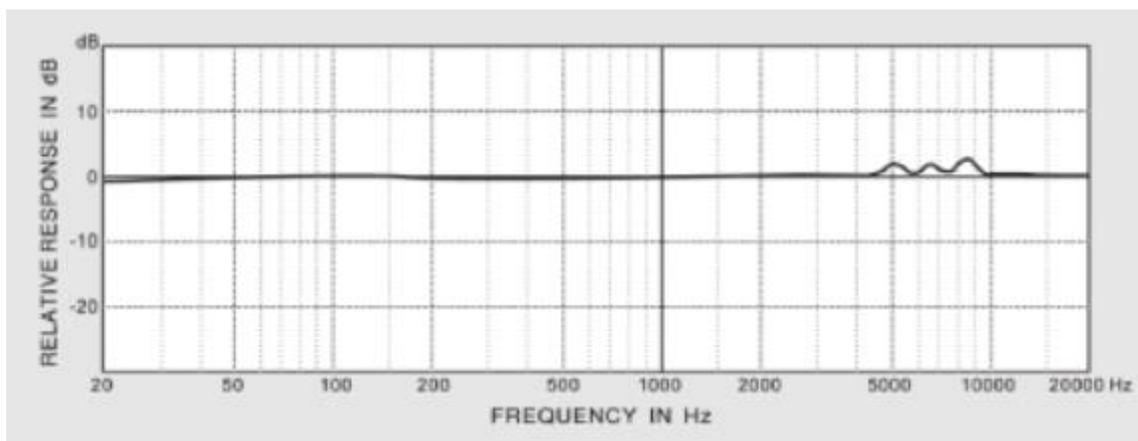
Os pesos w_1, \dots, w_{100} calculados pelo algoritmo adaptativo FXLMS são passados para um filtro FIR de ordem 100 a cada nova atualização do loop de controle. Este é o filtro de controle que realizará o processo de filtragem da onda de referência, alterando sua amplitude e fase, a fim de se reduzir a intensidade sonora no ambiente.

3.5 HARDWARES PERIFÉRICOS

O microfone utilizado para a captura do sinal de erro é o Behringer ECM8000 (Figura 61). Ele foi selecionado devido à sua característica de captura sonora omnidirecional, e linear ao longo da frequência, conforme ilustra a Figura 62.

Figura 61 – Microfone Behringer ECM8000

Fonte: Behringer [32]

Figura 62 – Resposta em frequência do microfone Behringer ECM8000

Fonte: Behringer [32]

A interface entre o microfone e a MicroLabBox é feita através da mesa de som Yamaha MG06 (Figura 63), que serve tanto de fonte de alimentação para o microfone, quanto como amplificador para o sinal de saída.

Figura 63 – Mesa de som Yamaha MG06

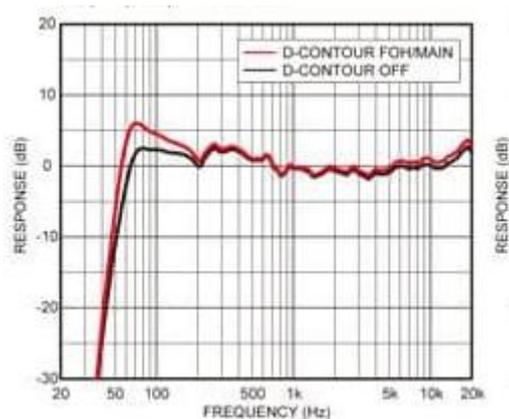
Fonte: Yamaha [33]

A caixa acústica selecionada para gerar o anti-som é a Yamaha DXR10 (Figura 64), devida à sua alta potência (1100 W), podendo de gerar até 133 dB e com uma resposta em frequência capaz de executar bem os tons graves (ganho acima do unitário a partir de 60 Hz - Figura 65). A caixa tem também um amplificador interno, não sendo necessária a amplificação do sinal enviado pela MicroLabBox.

Figura 64 – Caixa de som Yamaha DXR10

Fonte: Yamaha [34]

Figura 65 – Resposta em frequência da caixa de som Yamaha DXR10



Fonte: Yamaha [34]

A aferição dos resultados é feita através de um analisador de áudio portátil Brüel & Kjaer 2250 (Figura 66), capaz de fornecer medições de intensidade sonora na escala em dB(A) (corrigido para o ouvido humano) e análise de espectro.

Figura 66 - Analisador de áudio portátil Brüel & Kjaer 2250



Fonte: Brüel & Kjaer [25]

A Figura 67 exibe a foto do setup do sistema montado em uma bancada de testes. Este *set-up* permitirá a validação do sistema ANC proposto.

Figura 67 – Componentes do sistema de cancelamento ativo de ruído



Fonte: Elaborada pelo autor

4 RESULTADOS ALCANÇADOS

Com a finalidade de se provar o desempenho do sistema proposto, foram realizados os ensaios listados abaixo, com seus respectivos objetivos.

- Ensaio de convergência do filtro: análise do comportamento do filtro de controle, com a finalidade de se comprovar a convergência do modelo e analisar a característica do filtro de controle após atingida a estabilidade.

- Ensaio de redução em baixa frequência (200 Hz) em um ambiente de baixa reflexão sonora: comprovar a capacidade do sistema em reduzir ruídos de baixa frequência em um ambiente com baixa reflexão sonora.

- Ensaio de redução em baixa frequência (200 Hz) em um ambiente de alta reflexão sonora: comprovar a influência da característica reflexiva do meio sobre o desempenho do sistema.

- Ensaio de redução em alta frequência (1000 Hz) em um ambiente de alta reflexão sonora: comprovar a influência da frequência do ruído no desempenho do sistema.

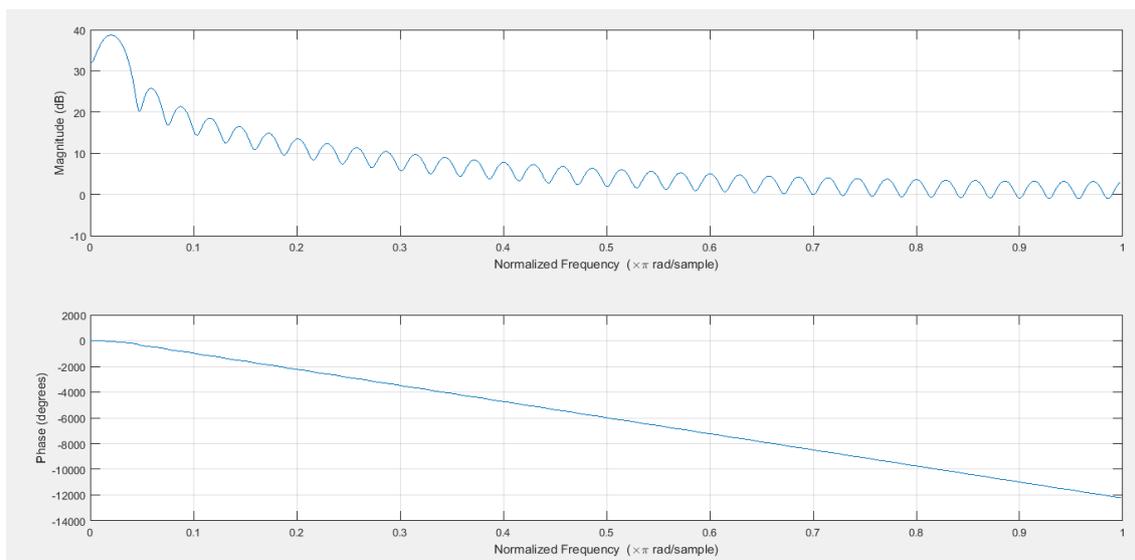
- Ensaio de redução de um ruído bitonal: analisar a influência do número de harmônicas a serem canceladas sobre o desempenho do sistema.

Nas seções de 4.1 a 4.6, os resultados dos ensaios são demonstrados e analisados em detalhe.

4.1 ENSAIO DE CONVERGÊNCIA DO FILTRO

A convergência do filtro mostrou-se bastante eficaz, uma vez que sua resposta em fase é linear, como pode ser visto no diagrama de Bode da Figura 68. Filtros com resposta em fase linear tem a capacidade de atrasar sinais sem que haja distorção.

Figura 68 – Diagrama de Bode do filtro de controle após atingida a convergência

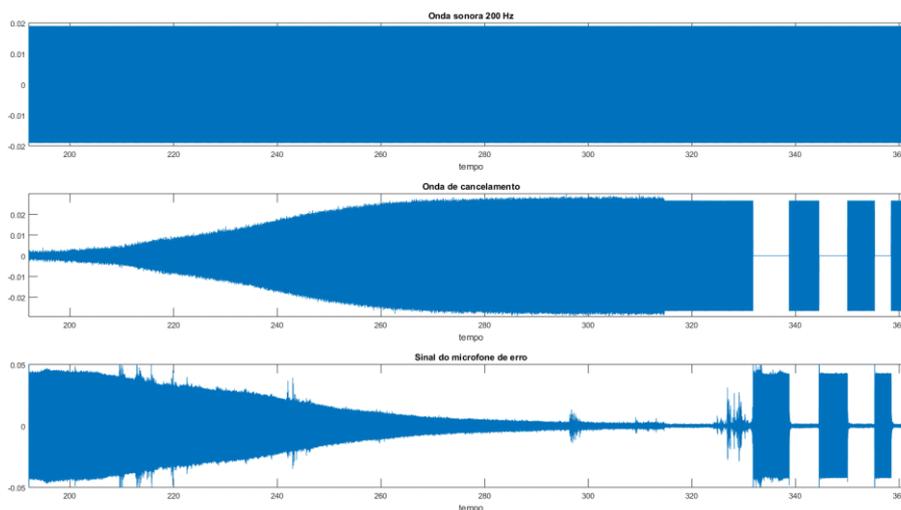


Fonte: Elaborada pelo autor

Analisando o comportamento da convergência no tempo, pode-se verificar a evolução dos pesos do filtro até o momento em que ele encontra o ponto ótimo, onde a redução de ruído é máxima.

Na Figura 69, pode-se verificar a evolução da onda de som e da onda de cancelamento no tempo. A evolução dos pesos do filtro será comentada posteriormente.

Figura 69 – Evolução das ondas sonoras no tempo



Fonte: Elaborada pelo autor

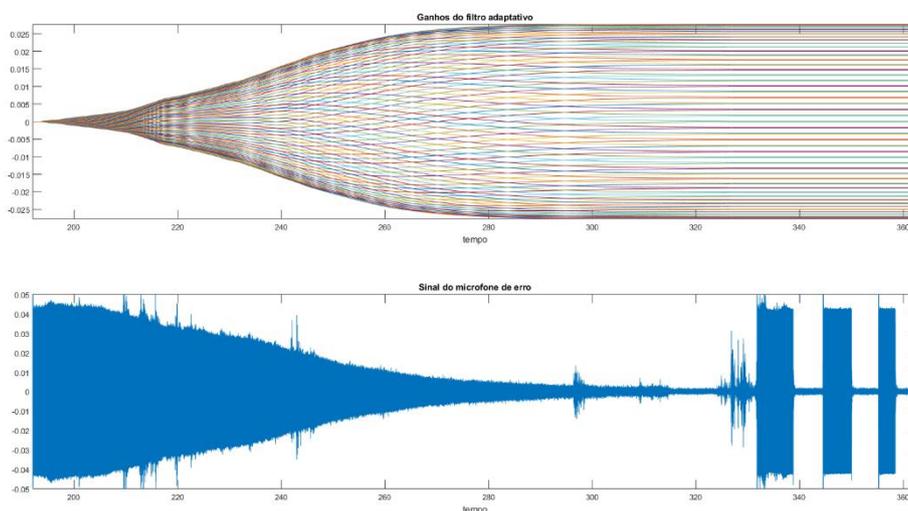
O som indesejado mantém-se constante em toda faixa de tempo. Ao ligar o sistema de cancelamento de ruído, o anti-som começa a se adaptar para reduzir a amplitude sonora medida no microfone de erro. Na medida em que a fase e amplitude do anti-som começam a se ajustar, o sinal do microfone de erro começa a reduzir até atingir um erro mínimo.

Por volta do segundo 317, o ruído rosa é desligado, pois a estimativa da função de transferência do meio já se encontra estável, não sendo mais necessária sua adaptação, por isso percebe-se uma redução ainda maior na amplitude resultante do som.

Entre os segundos 330 e 380, o sistema é ligado e desligado sucessivas vezes para se comprovar a efetividade na redução de som e que, uma vez adaptado, ele não necessita passar pelo processo de convergência novamente, a menos que ocorra uma grande mudança no ambiente, que impacte na função de transferência do meio.

Ao analisar o gráfico da Figura 70, na mesma base de tempo, percebe-se que os pesos do filtro FIR de ordem 100 são iterativamente adaptados até chegarem à condição de convergência. Cada linha desta Figura representa um dos pesos do filtro (w_1, \dots, w_{100}). Ao atingirem o ponto de redução máxima do ruído, os pesos estabilizam.

Figura 70 – Evolução dos pesos do filtro no tempo

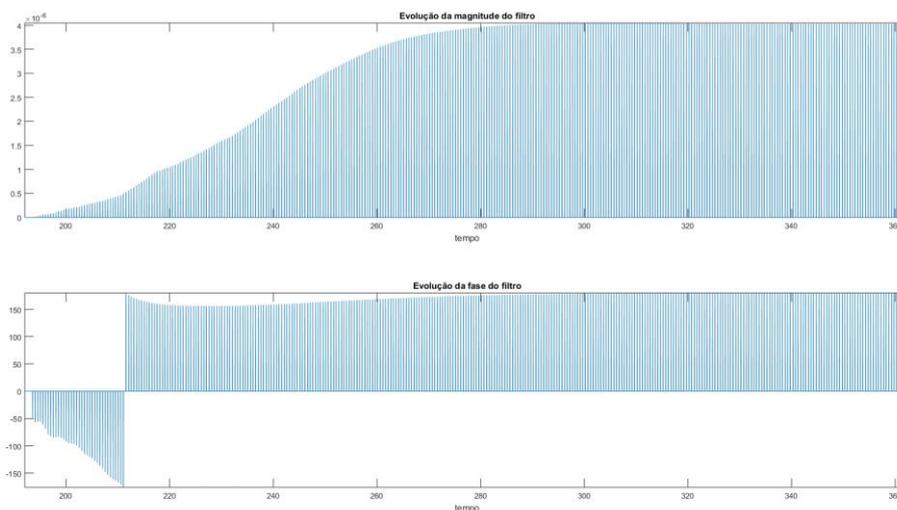


Fonte: Elaborada pelo autor

Também pode-se avaliar a evolução da fase e magnitude do sinal, enquanto o processo de adaptação do filtro ocorre (Figura 71). Como o sinal inicial possui uma amplitude muito baixa, ele é amplificado até atingir uma amplitude compatível à fonte sonora indesejada. A fase também é adaptada a fim de se encontrar o ponto ideal para que

ocorra a interferência destrutiva. Neste exemplo, em particular, as fontes eram coerentes e estavam colocadas lado a lado, portanto, a fase do cancelamento, coincidentemente é próxima a 180 graus. No entanto, isto não é uma regra, pois a fase ideal do cancelamento depende da defasagem entre as fontes e o posicionamento espacial das mesmas. O processo é ilustrado pela Figura 71.

Figura 71 – Evolução magnitude e fase da fonte secundária de ruído



Fonte: Elaborada pelo autor

Aumentando o fator de convergência, o processo de adaptação do filtro ocorre mais rapidamente, porém podem haver oscilações e sobressaltos enquanto o filtro se adapta. Em casos extremos, pode ocorrer a condição de divergência, onde o sistema se torna instável.

4.2 ENSAIO A 200 HZ EM SALA DE BAIXA REFLEXÃO

O conceito do sistema de redução sonora em ambientes amplos parte do princípio de que, o som deve ser cancelado assim que é emitido pela fonte de ruído, a fim de se evitar que ele se propague pelo ambiente. Portanto, as caixas de som são colocadas uma ao lado da outra: uma emitindo o som e a outra emitindo a onda de cancelamento. Isso faz com que o modo de propagação das 2 frentes de onda seja o mais similar possível, simplificando o processo de cancelamento e fazendo com que a redução no ambiente como um todo seja maximizada.

Em uma sala ampla, com pouca reflexão sonora (Figura 72), foram mapeados 120 pontos equidistantes de 45 cm entre si, totalizando uma área de 20 m². Foram realizadas medições do nível de pressão sonora em cada um destes 120 pontos com o sistema desligado e após, com o sistema ligado, a fim de se mapear a redução global de ruído em todo o espaço da sala. A Figura 73 exibe o processo de medição com o analisador de áudio em um dos pontos.

Figura 72 – Sala do teste de 200 Hz com pouca reflexão



Fonte: Elaborada pelo autor

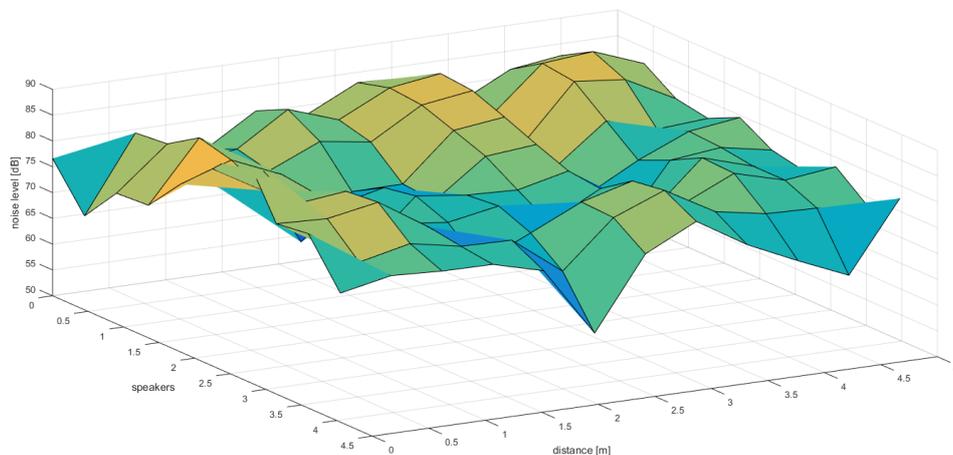
Figura 73 – Medição de um ponto de pressão sonora no ensaio



Fonte: Elaborada pelo autor

O mapeamento do som com o sistema desligado resultou na superfície da Figura 74, com uma média de ruído de 77,9 dB(A), considerando o ambiente como um todo.

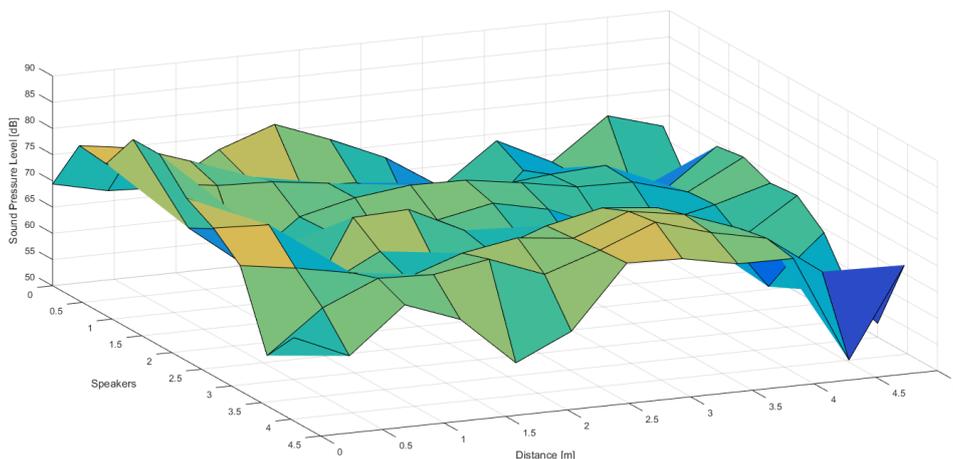
Figura 74 – Nível de pressão sonora a 200 Hz com sistema desligado



Fonte: Elaborada pelo autor

Após ligar o sistema, repetiram-se as medições nos mesmos pontos, resultando na superfície da Figura 75, com uma pressão sonora média de 68,8 dB(A) no ambiente.

Figura 75 – Nível de pressão sonora a 200 Hz com sistema ligado

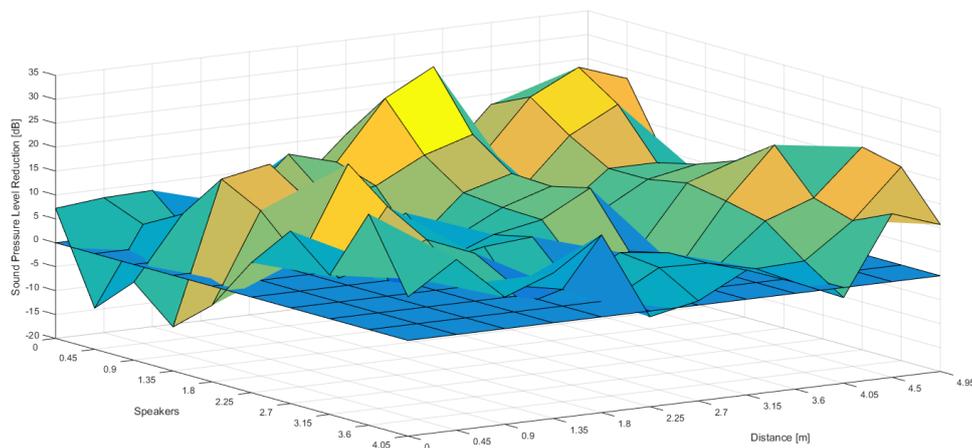


Fonte: Elaborada pelo autor

Percebe-se uma redução do nível de ruído em praticamente todos os pontos medidos. Somente em alguns pontos isolados, como ao lado do alto-falante, onde as frentes de onda não se encontraram de maneira adequada, houve amplificação do nível sonoro.

Na Figura 76, pode-se verificar a redução em cada parte da sala. Os pontos acima do plano em azul representam atenuação do ruído. Os pontos abaixo do plano azul representam amplificação do ruído.

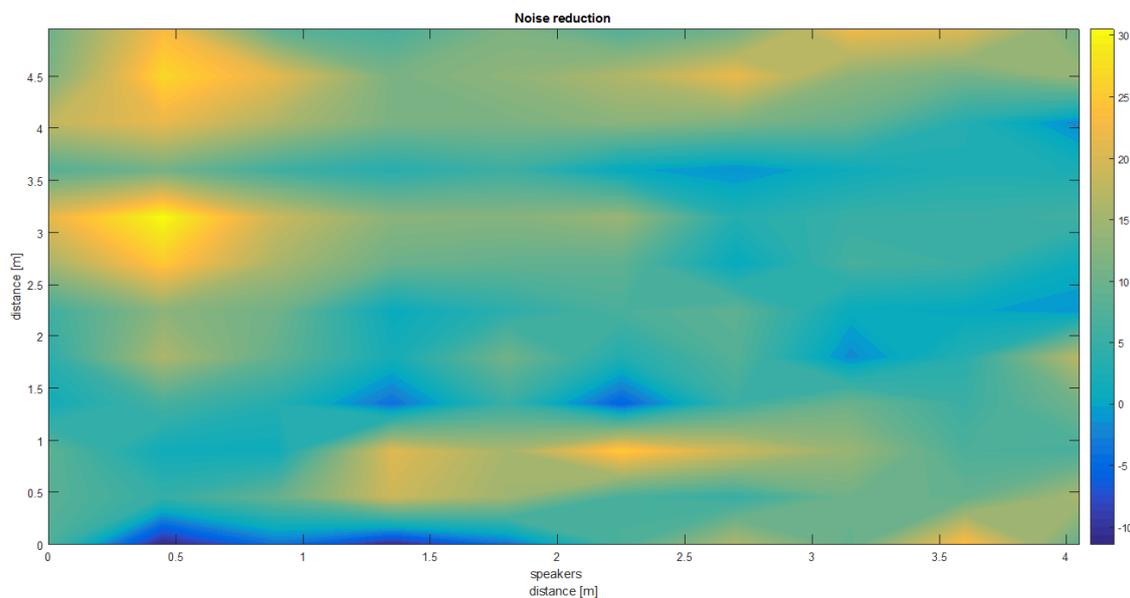
Figura 76 - Redução de ruído a 200 Hz (vista tridimensional)



Fonte: Elaborada pelo autor

Na imagem em 2D (Figura 77), é possível verificar a redução distribuída espacialmente. Na escala à direita, percebe-se que, quanto mais amarelo, melhor o resultado e, quanto mais azul, pior o resultado.

Figura 77 - Redução do ruído a 200 Hz (vista plana)



Fonte: Elaborada pelo autor

Com o sistema ANC proposto, 9% dos pontos apresentaram aumento no nível de ruído e 91% dos pontos apresentaram redução no nível de ruído. A média de redução, considerando o ambiente todo foi de 9,1 dB (redução de 87,7% da intensidade sonora). O ponto máximo de redução foi ao redor do microfone, com uma redução de 34,5 dB (redução de 99,96% da intensidade sonora).

4.3 ENSAIO A 200 HZ EM SALA DE ALTA REFLEXÃO

Um teste similar foi realizado em uma outra sala (auditório – Figura 78), desta vez com maior nível de reflexão do som, a fim de se encontrar uma correlação entre a característica do ambiente e o desempenho do sistema. A maior reflexão do som torna o campo sonoro mais complexo e favorece também o surgimento de ondas estacionárias, o que em tese, piora o desempenho do sistema, devido ao problema de múltiplos caminhos nas frentes de onda.

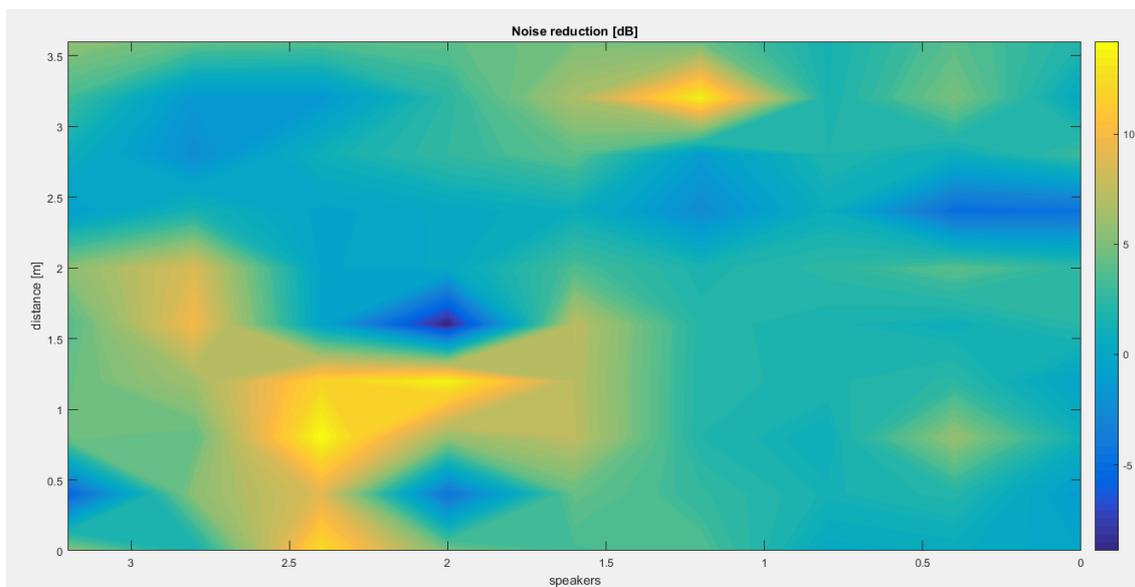
Figura 78 - Ensaio em auditório com maior nível de reflexão sonora



Fonte: Elaborada pelo autor

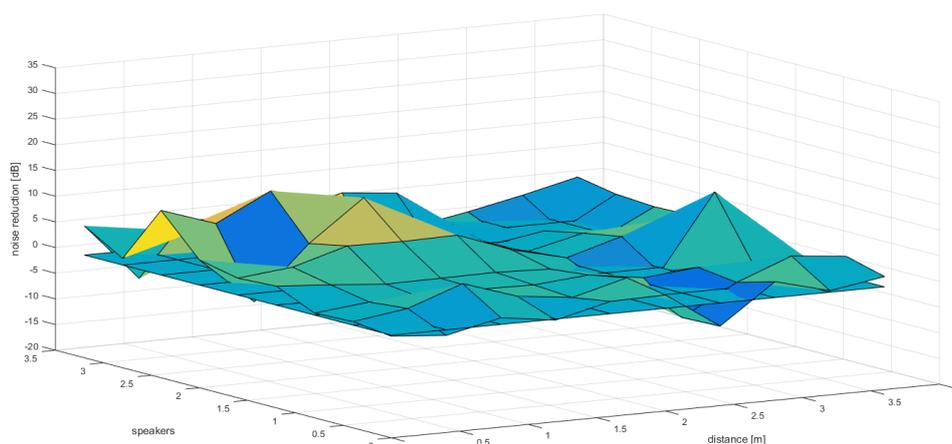
A média de redução de ruído em todo o ambiente a 200 Hz foi de 2,91 dB (redução de 48,8% da intensidade sonora), com redução de 30,6 dB (redução de 99,91% da intensidade sonora) na região do microfone. Em 81% dos pontos avaliados, houve redução no nível de ruído. Nas Figuras 79 e 80, os valores positivos de redução representam atenuação do ruído e os valores negativos, amplificação do ruído.

Figura 79 - Redução de ruído a 200 Hz no auditório (vista plana)



Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 80 - Redução de ruído a 200 Hz no auditório (vista tridimensional)



Fonte: Elaborada pelo autor

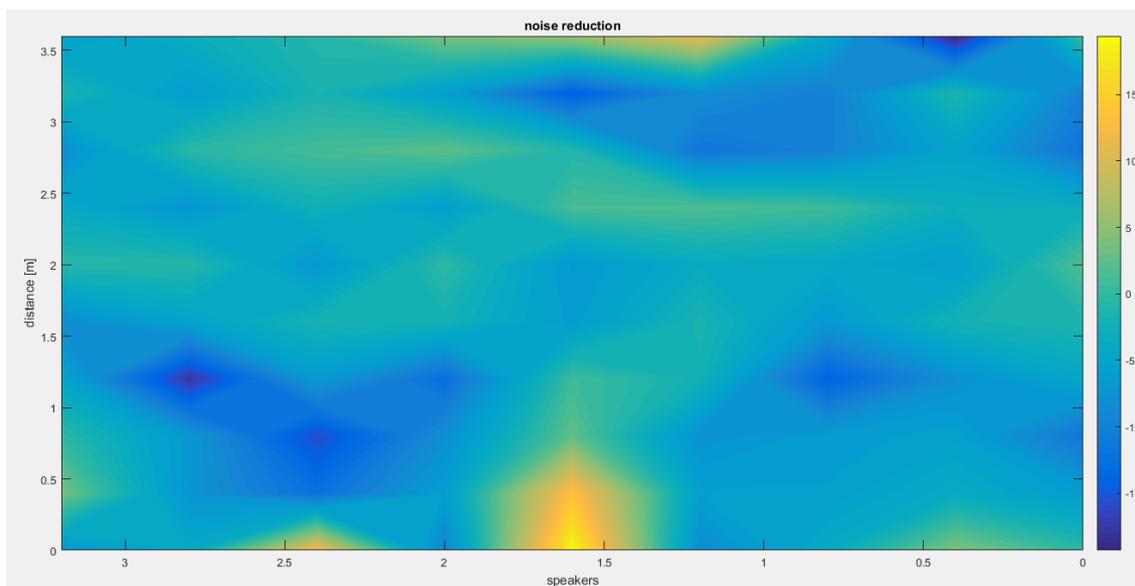
4.4 ENSAIO A 1000 HZ EM SALA DE ALTA REFLEXÃO

A fim de se realizar uma análise do impacto da frequência no desempenho do sistema, repetiu-se o teste no mesmo auditório, porém para uma frequência sonora de 1000 Hz.

Para a frequência de 1000 Hz, mesmo obtendo uma redução de 23,3 dB (redução de 99,53% da intensidade sonora) no ponto do microfone, considerando todo o ambiente,

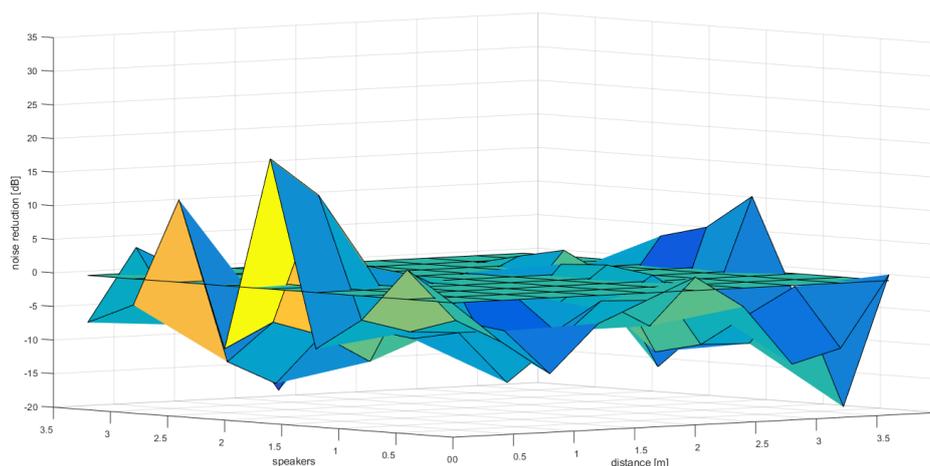
houve mais amplificação do que atenuação sonora. A média no auditório foi de 3,81 dB de amplificação (aumento de 140% da intensidade sonora). Em 79% dos pontos medidos houve amplificação do ruído, enquanto em apenas 21% dos pontos houve redução. Percebe-se nas Figuras 81 e 82, que na maior parte do auditório, os valores de redução são negativos (nestes casos, existe amplificação sonora).

Figura 81 - Redução de ruído a 1000 Hz no auditório (vista plana)



Fonte: Elaborada pelo autor

Figura 82 - Redução de ruído a 1000 Hz no auditório (vista tridimensional)



Fonte: Elaborada pelo autor

Houve uma concentração de redução na área próxima ao microfone e alto-falantes, pois é nesta região que se encontra a realimentação do erro e, como a amplitude sonora das caixas é maior nesta área, os efeitos da reflexão do som são diminuídos.

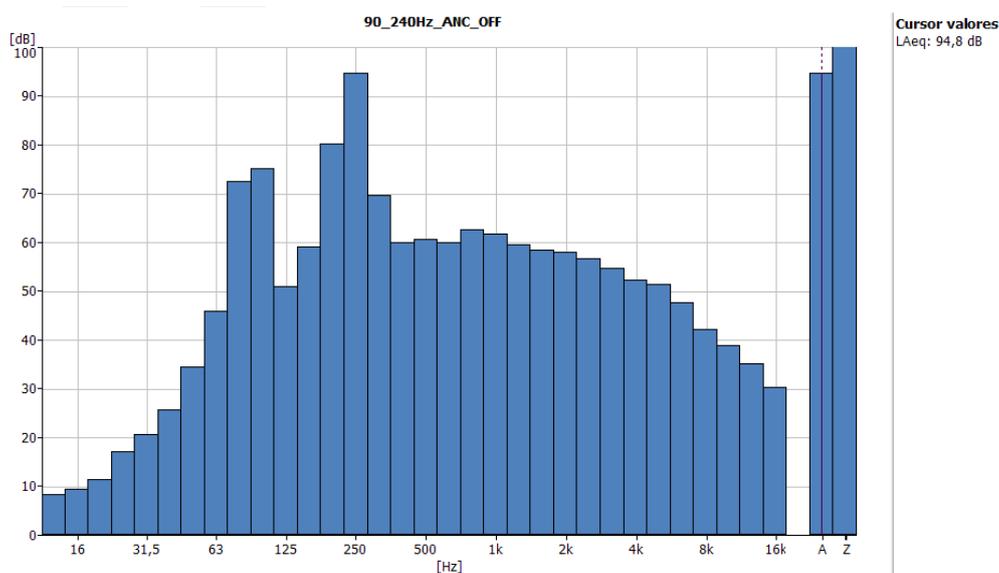
No entanto, para o restante da sala, como a frequência de 1000 Hz tem um comprimento de onda de apenas 34 cm, a defasagem das ondas refletidas no ambiente representa um grande desvio de fase, gerando interferência construtiva.

4.5 ENSAIO DE REDUÇÃO LOCAL COM RUÍDO BI-TONAL

Este ensaio teve como objetivo demonstrar o comportamento do sistema quando mais de uma componente de frequência deve ser cancelada. Sabe-se, através da seção 2.3, que ruídos com característica de espectro amplo não são práticos para aplicação da tecnologia de redução ativa de ruído, uma vez que todas as componentes devem ser canceladas para termos redução significativa no nível de pressão sonora. No entanto, alguns ruídos, como de motores à combustão, compressores industriais ou transformadores possuem algumas componentes espectrais que se destacam das demais. Reduzi-las significaria uma redução efetiva do nível de intensidade sonora percebido pelo ouvido humano. Neste ensaio, utilizou-se 2 frequências presentes em motores à combustão (90 e 240 Hz) para verificar o desempenho do filtro.

A figura 83 mostra o espectro sonoro original do som, com o sistema de controle desligado, onde as frequências de 90 e 240Hz se destacam ante às demais frequências. Como a soma de fontes sonoras é logarítmica, reduzi-las significa uma grande redução de intensidade sonora.

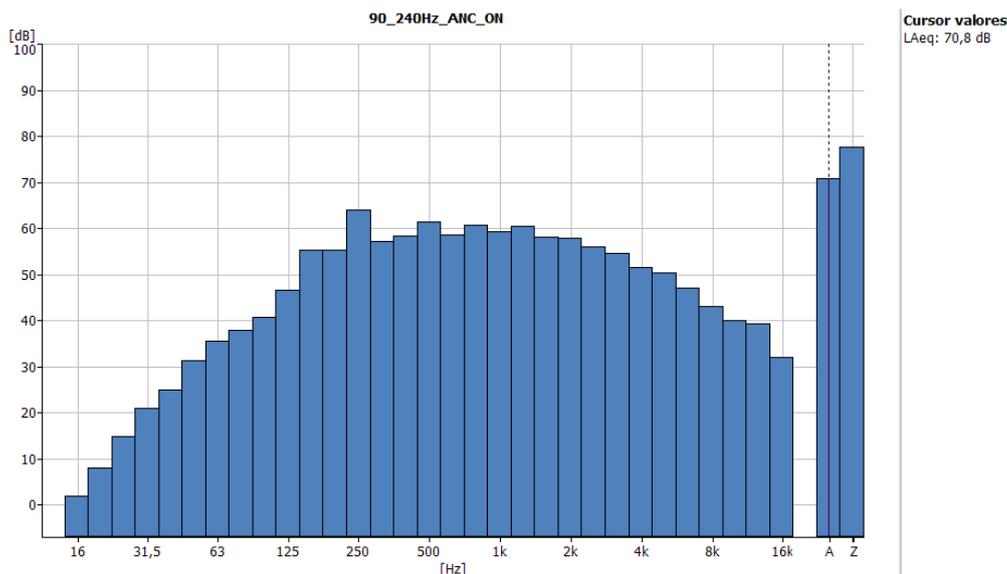
Figura 83 – Espectro sonoro de um ruído bitonal



Fonte: Elaborada pelo autor

Ao ligar o sistema de redução ativa de ruído, percebe-se uma acentuada redução das 2 frequências, até então dominantes no espectro sonoro. O nível de pressão sonora total caiu de 94,8 dB(A) para 70,8 dB(A), correspondendo a uma redução de 24 dB (ou 99,6% da intensidade sonora), conforme exibe a Figura 84.

Figura 84 – Espectro do ruído bitonal com sistema de cancelamento ativo



Fonte: Elaborada pelo autor

Mesmo com uma redução tão significativa quanto esta, ao comparar com os resultados de redução máxima dos ensaios com apenas uma frequência a ser cancelada, percebe-se que o desempenho do sistema é inferior. Isto deve-se ao fato de que, quando há mais de uma frequência a ser cancelada, o filtro encontra uma dificuldade maior de modelar o sistema (ambiente) como um todo para todas as faixas do espectro. Dessa forma, ele precisa realizar uma ponderação na escolha da resposta em fase para gerar um ruído resultante mínimo.

4.6 ANÁLISE DOS RESULTADOS DOS ENSAIOS

Os ensaios realizados mostraram que o desempenho do sistema ANC é inversamente proporcional à frequência do som. Ou seja, quanto maior a frequência, pior o desempenho. Logo, ele se torna uma alternativa viável para ruídos de baixa frequência. Os ensaios realizados confirmam a sugestão da literatura de Hansen ([2] e [3]), que afirmam que sistemas de redução ativa de ruído só são eficientes para frequências inferiores a 500Hz.

Também foi possível perceber que o ambiente influencia diretamente no resultado. Quanto menor a reflexão do som, melhores os resultados obtidos. Isto deve-se ao fato de que a defasagem imposta pelas frentes de onda do som refletido pelo ambiente tornam o modo de propagação da interferência destrutiva mais complexo, criando um problema de múltiplos caminhos, que reduz o desempenho do sistema.

A localização do microfone de erro e da fonte sonora de cancelamento é de vital importância para o desempenho do sistema. Os maiores níveis de cancelamento do ruído são sempre atingidos ao redor do microfone de erro, uma vez que a realimentação do algoritmo de controle está localizada fisicamente neste ponto e o sistema irá se adequar para reduzir o ruído nesta região. A área de cancelamento máximo é tão maior quanto menor for a frequência do ruído, devido ao maior comprimento de onda. A redução do ruído nas demais áreas é uma consequência da propagação da onda de cancelamento, sendo afetada diretamente pelo posicionamento do alto-falante e microfone e pela característica reflexiva do ambiente. Nestes ensaios, a fonte de cancelamento foi colocada ao lado da fonte de ruído para que o cancelamento fosse feito logo na origem e o ruído não se propagasse. Dessa forma, o modo de propagação das duas fontes é bastante similar, reduzindo a complexidade dos encontros das frentes de onda, o que gera uma maximização do desempenho de redução de ruído. Para aplicações em campos sonoros complexos, é interessante a realização de simulações computacionais para escolha do posicionamento do microfone e alto-falante.

A característica espectral do sistema deve contemplar frequências que se destacam perante as demais. Um ruído muito distribuído no espectro de frequências não é possível de ser reduzido, uma vez que o sistema precisaria atacar cada uma das componentes para conseguir reduzir o nível de pressão sonora total, o que não se torna prático. Portanto, quanto mais tonal for a característica do ruído, melhor o desempenho do sistema.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1 CONCLUSÕES

O objetivo do trabalho era analisar a viabilidade de se aplicar a técnica de cancelamento ativo de ruído em ambientes amplos, com ruídos tonais e invariantes no tempo.

O conceito da tecnologia se baseia em produzir uma onda sonora contrária à fonte de ruído indesejado no ponto onde o microfone de erro se encontra através de um filtro digital adaptativo. Este filtro ajusta a fase e a amplitude de uma onda de referência, correlata à fonte produtora do som, a fim de se gerar a máxima interferência destrutiva nas ondas sonoras, resultando em uma redução no nível de pressão sonora no ambiente.

Foram analisadas as diferentes técnicas utilizadas na literatura para realizar tal tipo de controle, optando-se pela implementação de um sistema monocanal (1 fonte de anti-som e 1 microfone de erro), *feedforward* (com sinal de referência), formado por um filtro adaptativo de resposta finita FIR, onde a atualização dos pesos se dá através do algoritmo FXLMS (*filtered least mean squares*). A função de transferência eletroacústica do meio é estimada através de mais um filtro adaptativo, com o algoritmo LMS (*least mean squares*).

O sistema foi implementado em uma plataforma da dSPACE, com programação baseada em Matlab/Simulink e testes foram simulados em ambiente controlado para a comprovação da aplicabilidade.

Foram realizadas medições em diferentes situações para se observar o desempenho do sistema. Para uma frequência de 200 Hz, com pouca reflexão no ambiente, obteve-se uma redução média de 9,1 dB (redução de 87,7% da intensidade sonora) no ambiente, com uma redução máxima de 34,5 dB (redução de 99,96% da intensidade sonora) nas proximidades do microfone de erro. Para a mesma frequência, em um ambiente com maior reflexão sonora, a média de redução de ruído foi de 2,91 dB (redução de 48,8% da intensidade sonora), com redução de 30,6 dB (redução de 99,91% da intensidade sonora) na região do microfone. Já para uma frequência de 1000 Hz, mesmo havendo uma redução de 23,3 dB (redução de 99,53% da intensidade sonora) no ponto do microfone, houve uma amplificação de 3,81 dB (aumento de 140% da intensidade sonora) no ambiente como um todo. Portanto, a redução local de ruído em

uma pequena área (como em *headphones* ou em pequenas “zonas de silêncio”) se mostra de mais fácil implementação do que a redução em um ambiente amplo.

Os valores de redução atingidos são condizentes com as aplicações analisadas na seção 2.1 – Estado da Arte, sendo a redução pontual máxima de 34,5 dB até superior aos valores de referência. No entanto, realizar uma comparação direta não é significativa, uma vez que a característica do ruído (frequência, amplitude, variabilidade temporal, meio de propagação) influencia diretamente na escolha e no desempenho da solução a ser implementada.

Com estes resultados, conclui-se que o sistema é aplicável em baixas frequências e em ambientes com poucas reflexões. Este comportamento ocorre devido ao comprimento de onda. Ondas de maior frequência de onda são mais difíceis de serem atenuadas, pois possuem um pequeno comprimento de onda. Conseqüentemente, um pequeno desvio espaço-temporal dos encontros das frentes de onda, pode levá-las a gerar interferência construtiva. Já nas ondas de menor frequência, a interferência destrutiva ocorre de maneira mais fácil. Mesmo que haja um desvio espaço-temporal nas frentes de onda, devido ao seu maior comprimento de onda, haverá redução da amplitude resultante.

Também conclui-se que o sistema apresenta maior desempenho o quão menor for o número de harmônicas a serem canceladas. Isto deve-se ao fato de que o filtro de controle irá buscar uma configuração que reduz a amplitude do som como um todo, sem olhar para cada harmônica individualmente. Como o filtro possui uma dificuldade maior para modelar o espectro todo, a resposta em fase resultante pode não ser a ideal para cada harmônica, quando analisada separadamente. Sendo assim, ruídos de banda-larga não se aplicam nessa configuração de sistema. É necessário que haja componentes espectrais que se sobressaiam sobre as demais. É nessas componentes que o sistema atuará, reduzindo o nível de pressão sonora total. Desta forma, pode-se afirmar que a configuração de sistema proposto é adequada para reduzir a intensidade sonora em aplicações como transformadores, dutos de ar industriais, máquinas rotativas e motores estacionários, devido às suas características tonais, com componentes representativas em baixas frequências e com pouca variação no tempo.

5.2 TRABALHOS FUTUROS

Os sistemas de redução ativa de ruídos já se encontram largamente difundidos em fones de ouvido. No entanto, essa tecnologia limita-se a reduzir o ruído em um ponto específico. Nos últimos anos, alguns veículos de luxo já possuem redução ativa de ruídos dentro da cabine, nos arredores da cabeça dos ocupantes, para reduzir o som do motor. A redução de ruídos em ambientes amplos ainda é um campo pouco explorado e possui uma grande possibilidade para estudos.

Como sequência de trabalhos futuros empregando esta tecnologia, sugere-se a aplicação do sistema proposto em uma condição real de utilização, como em um ambiente fabril ou uma subestação elétrica, para confirmação dos resultados obtidos em laboratório.

Também seria de grande valia a ampliação do conceito para um estudo de uma abordagem multi-canal, onde vários microfones de erro e vários alto-falantes de anti-som compõe o sistema. Tal configuração permite a realização de um sistema de controle de ruídos ativo capaz de atenuar os níveis de pressão sonora em ambientes onde o campo de propagação sonora é mais complexo e onde haja também mais do que uma fonte emissora de ruído.

Há também a possibilidade de implementar técnicas de controle adicionais como sistemas híbridos analógicos/digitais, *feedforward/feedback* ou o uso de outros algoritmos como o RLS, OW-FXLMS, predição por Lattice, FFT ou sub-band para aumentar a estabilidade e velocidade de convergência do algoritmo perante a variações na característica do ruído a ser cancelado. Tal melhoria tornaria viável a aplicação da tecnologia em ambientes onde existe uma grande dinâmica na variação do ruído.

REFERÊNCIAS

- [1] GERGES, S. N. Y., **Ruído – Fundamentos e Controle 2ª Edição**, 2000 – ISBN 85-87550-02-0
- [2] HANSEN, C. H., **Understanding Active Noise Cancellation**, 2001 – ISBN 0-415-23192-2
- [3] HANSEN, C.; SNYDER, S.; QIU, X.; BROOKS, L.; MOREAU, D., **Active Control of Noise and Vibration, 2nd edition**, 2013 – ISBN 978-1-4822-3400-8
- [4] HALLIDAY, RESNICK, **Fundamentos de Física, Volume 2 – Gravitação, Ondas e Termodinâmica, 8ª Edição** – ISBN 978-85-216-1606-1
- [5] OPPENHEIM, A.; WILLSKY, A. S., **Sinais e Sistemas, 2ª Edição**, ISBN 978-85-4301-380-0
- [6] KUO, S. M.; MORGAN, D. R., **Active Noise Control: A Tutorial Review**, IEEE Vol. 87, No 6, June 1999.
- [7] DRIGGERS, J. C.; EVANS, M.; PEPPER, K.; ADHIKARI, R., **Active Noise cancellation in a suspended interferometer**, 23/5/2018.
- [8] KAJULURI, V. K., **Comparison of LMS, NLMS and RLS adaptive noise algorithms**, May 5th, 2015.
- [9] LÓPEZ-CAUDANA, E. O., **Active Noise Cancellation: The Unwanted Signal and the Hybrid Solution, Adaptive Filtering Applications**, InTech, ISBN: 978-953-307-306-4.
- [10] Patente US 8,750,531 B2, DELANO, C. L.; WALDSTEIN, S. M., **Active Noise Cancellation**, 2014.
- [11] LIEBICH, S.; FABRY, J.; JAX, P.; VARY, P., **Time-Domain Kalman Filter for Active Noise Cancellation Headphones**, 2017 25th European Signal Processing Conference (EUSIPCO).
- [12] SONG, Y., GONG, Y. and KUO, S.M., 2005. **A robust hybrid feedback active noise cancellation headset**. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 13 (4).
- [13] CHEN, H.; SAMARASINGHE, P.; ABHAYAPALA, T. D; ZHANG, W., **Spatial noise cancellation inside cars: Performance analysis and experimental results**, 2015 IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics.
- [14] LEE, S.K.; LEE, S.; BACK, J.; Shin, T., **A New Method for Active Cancellation of Engine Order Noise in a Passenger Car**, Appl. Sci. 2018.
- [15] BOSE, **Bose Introduces QuietComfort Road Noise Control**. Disponível em <<https://globalpressroom.bose.com/us-en/pressrelease/view/1966>>. Acesso em 19 de agosto de 2019.
- [16] RTINGS, **Headphone reviews**. Disponível em <<https://www.rtings.com/headphones/1-2/graph#814/2090>>. Acesso em 19 de agosto de 2019.

- [17] KINSLER, J.; **What's an order?**. Disponível em <<https://community.plm.automation.siemens.com/t5/Testing-Knowledge-Base/What-s-an-Order/ta-p/355020>>. Acesso em 19 de agosto de 2019.
- [18] ANAMT, **Alerta ao ruído: ponto de atenção com a saúde do trabalhador**. Disponível em <<https://www.anamt.org.br/portal/2018/10/08/alerta-ao-ruído-ponto-de-atencao-com-a-saude-do-trabalhador/>> Acesso em 19 de Agosto de 2019.
- [19] GENMEDICINA, **Avaliação do ruído contínuo ou intermitente para fins previdenciários**. Disponível em <<http://genmedicina.com.br/2019/01/07/avaliacao-do-ruído-contínuo-ou-intermitente-para-fins-previdenciarios-dr-leonardo-biscaia/>>. Acesso em 19 de agosto de 2019.
- [20] DSPACE, **MicroLabBox product information**. Disponível em <https://www.dspace.com/shared/data/pdf/2019/MicroLabBox_Product-information_190128_E.pdf>. Acesso em 19 de agosto de 2019.
- [21] FAU-USP, **dB, Pressão, Potência e intensidade**, Disponível em <<http://www.fau.usp.br/arquivos/disciplinas/au/aut0278/Aulas/AUT0278%20Aula%204%20-%20dB%20Press%C3%A3o%20Pot%C3%Aancia%20Intensidade.pdf>>. Acesso em 19 de agosto de 2019.
- [22] MEDISOM, **Ponderação A ou C**. Disponível em <<http://medisom.com.br/blog/ponderacao-a-ou-c>>
- [23] <<https://www.bksv.com/media/doc/bp2025.pdf>>. Acesso em 19 de agosto de 2019.
- [24] MCINTOSH, J. D., **Active Noise Cancellation Aircraft Headset System**, Patente US 6,278,786,B1, 2001.
- [25] GUIA TRABALHISTA, **Norma Regulamentadora NR15**. Disponível em <<http://www.guiatrabalhista.com.br/legislacao/nr/nr15.htm>>. Acesso em 19 de agosto de 2019.
- [26] THOMAS, J. K.; LOVSTEDT, S. P.; BLOTTER, J. D.; SOMMERFELDT, S. D., **Eigenvalue equalization filtered-x algorithm for the multichannel active noise control of stationary and nonstationary signals**, 2008, Acoustical Society of America.
- [27] FQ.PT, **Propagação do som**. Disponível em <<http://www.fq.pt/som/propagacao-do-som>>. Acesso em 19 de agosto de 2019.
- [28] STUDY.COM, **Phase of waves**. Disponível em <<https://study.com/academy/answer/1-define-and-explain-phase-as-it-relates-to-wave-motion-2-what-would-you-observe-when-two-light-waves-meet-in-phase-with-one-another-3-when-referring-to-wave-motion-what-is-the-meaning-of-the-ex.html>> Acesso em 19 de agosto de 2019.
- [29] AHMAD, A. H.; WONG, C. W.; GAMBINO, S.; ZHU, Q.; YU, M.; WU, M., **Factors Affecting ENF Capture in Audio**, IEEE, 2018
- [30] INSTITUTO NCB, **Tabela de níveis sonoros L e pressão sonora correspondente e intensidade sonora**. Disponível em <<http://newtoncbraga.com.br/index.php/almanaque/542-tabela-de-niveis-sonoros-l-e-pressao-sonora-correspondente-e-intensidade-sonora.html>>. Acesso em 19 de agosto de 2019.

- [31] WIKIPEDIA, **Ruído rosa**. Disponível em <https://pt.wikipedia.org/wiki/Ru%C3%ADdo_rosa>. Acesso em 19 de agosto de 2019.
- [32] BEHRINGER, **ECM8000 Ultra-linear condenser microphone**. Disponível em <<https://www.behringer.com/Categories/Behringer/Microphones/Condenser/ECM8000/p/P0118>>. Acesso em 19 de agosto de 2019.
- [33] YAMAHA, **Mixing console MG series**. Disponível em <https://br.yamaha.com/pt/products/proaudio/mixers/mg_series_xu_model/index.html>. Acesso em 19 de agosto de 2019.
- [34] YAMAHA, **Powered loudspeakers DXR series**, Disponível em <<https://br.yamaha.com/pt/products/proaudio/speakers/dxr/features.html>>. Acesso em 19 de agosto de 2019.
- [35] QUI, H.; ENHUI, Y., **Effect of thickness, density and cavity depth on the sound absorption properties of wool boards**, AUTEX Research Journal, Vol. 18, No 2, June 2018.

ANEXO A IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO FXLMS EM MATLAB

```

function [ganho_filtro, sample, amostraErro] = fcn(y, erro, u, updateRate)
global W1;
global Wold1;
global ordemfiltro1;
global indexbuffer1;
global delayLMS1;
global indexsample1;

if delayLMS1 == updateRate
    %variavel para verificar no Control Desk quando o erro é amostrado
    amostraErro=1;
    %filtro de ordem x variando os pesos
    for j = 1 : ordemfiltro1
        %amostras passadas de f(x) -> indexsample
        if j == indexbuffer1
            indexsample1 = ordemfiltro1;
        end
        if indexbuffer1 < j
            indexsample1 = ordemfiltro1 - (j - indexbuffer1);
        end
        if indexbuffer1 > j
            indexsample1 = indexbuffer1 - j;
        end
        %algoritmo FXLMS
        W1(j) = Wold1(j) - 2 * u * erro * y(indexsample1);
    end
    %guardar histórico dos pesos do filtro
    Wold1 = W1;
    delayLMS1 = 0;
else
    %variavel para verificar no Control Desk quando o erro é amostrado
    amostraErro=0;
    delayLMS1 = delayLMS1 + 1;
end

%ganhos a serem considerados na filtragem FIR
ganho_filtro = W1;
sample = max(size(y));

end

```