

RENATA COELHO BORGES

**SISTEMA ADAPTATIVO PARA REDUÇÃO DO EFEITO DE
OCLUSÃO EM APARELHOS AUDITIVOS**

Florianópolis

2012

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

Renata Coelho Borges

**Sistema adaptativo para redução do efeito de oclusão em aparelhos
auditivos**

Dissertação submetida ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Federal de Santa
Catarina para a obtenção do Grau de
Mestre em Engenharia Elétrica
Orientador: Prof. Dr. Márcio Holsbach
Costa
Co-orientador: Prof. Dr. Júlio
Apolinário Cordioli

Florianópolis

2012

Catologação na fonte elaborada pela biblioteca da
Universidade Federal de Santa Catarina

A ficha catalográfica é confeccionada pela Biblioteca Central.

Tamanho: 7cm x 12 cm

Fonte: Times New Roman 9,5

Maiores informações em:

<http://www.bu.ufsc.br/design/Catalogacao.html>

Renata Coelho Borges

**SISTEMA ADAPTATIVO PARA REDUÇÃO DO EFEITO DE
OCLUSÃO EM APARELHOS AUDITIVOS**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração Comunicações e Processamento de Sinais, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Florianópolis, 02 de março de 2012.

Prof., Dr. Márcio Holsbach Costa,
Orientador

Prof., Dr. Júlio Apolinário Cordioli,
Co-Orientador

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof., Dr. Márcio Holsbach Costa,
Presidente

Prof., Dr. Alexandre Visintainer Pino,

Prof., Dr. Eduardo Luiz Ortiz Batista,

Prof., Ph.D. Jefferson Luiz Brum Marques.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a minha família, meu namorado e principalmente aos meus pais pelo apoio, compreensão e incentivo em todos os momentos dessa e de outras caminhadas.

Aos queridos amigos Diego de Medeiros e Deise Arndt pela amizade e companheirismo firmados desde a graduação.

Aos integrantes do LVA, Gustavo Martins e Zargos Masson, e em especial ao meu co-orientador Prof. Dr. Júlio Apolinário Cordioli, por todo o suporte fornecido no decorrer da pesquisa.

Aos amigos do LPDS Angela Crepaldi, Daniel Montezano, Luiz Felipe da Silva, Marcos Maruo, Osmando Pereira Jr., Pedro M. Veit, Victor B. Nicolau e Wemerson D. Parreira, pelas instigantes discussões, disponibilidade, amizade e apoio. Todos eles, cada um a sua maneira, foram essenciais para a conclusão desse trabalho.

Aos integrantes do Projeto VoIP Cristiano Neves, Ronaldo Borges, Tadeu Carvalho Jr. e Tales Imbiriba por toda ajuda e informações ligadas à plataforma de desenvolvimento.

Aos professores Joceli Mayer e José C. M. Bermudez pelo suporte e oportunidade de fazer parte do grupo de alunos de pós-graduação do LPDS. E principalmente ao Prof. Dr. Márcio Holsbach Costa, pela impecável orientação, disponibilidade, paciência e acima de tudo a confiança depositada para a realização desse trabalho.

“You are never given a wish without also being given the power to make it true. You may have to work for it, however.”

Richard Bach (1977)

RESUMO

A deficiência auditiva é um mal que atinge parcela significativa da população mundial. Sistemas de auxílio à audição têm se apresentado como importantes aliados na redução dos problemas de comunicação decorrentes dessa deficiência. No entanto, ainda hoje apresentam consideráveis limitações, tais como problemas de realimentação acústica e efeito de oclusão. Esse trabalho apresenta a proposta de um sistema adaptativo de controle ativo de ruído para redução do efeito de oclusão em aparelhos auditivos. O efeito de oclusão é causado pelas vibrações das porções cartilaginosas nas paredes do canal auditivo e acarreta desconforto acústico durante a fala do usuário. Para reduzir esse problema, um microfone posicionado internamente ao canal auditivo e um filtro adaptativo são utilizados de forma a produzir uma estimativa do sinal de oclusão em anti-fase. Esta estimativa é aplicada conjuntamente com o sinal processado de fala no alto-falante do dispositivo. Como resultado, obtém-se uma diminuição do desconforto acústico. Resultados de simulações e de experimentos em condições reais demonstram a viabilidade e a funcionalidade da arquitetura proposta.

Palavras-chave: Aparelhos auditivos, controle ativo de ruído, filtros adaptativos, efeito de oclusão.

ABSTRACT

Hearing impairment is a disease that affects a significant amount of the world's population. Hearing aids have become important allies in reducing communication problems arising from such disabilities. However, hearing aids present some limitations, such as acoustic feedback and occlusion effect. This work presents a proposal of an adaptive active noise control system to reduce the acoustic occlusion effect in hearing aids. Occlusion effect is caused by vibrations at the cartilaginous ear canal walls, and causes discomfort, especially during user's speech. To reduce this problem, a microphone is placed inside the ear canal and an adaptive filter are used to generate an anti-phase estimate of the occlusion signal. This estimate and the processed speech signal are applied to the hearing aid's receiver. The end result of this process is the reduction of the acoustic discomfort. Computer simulations and experiments under real operation conditions illustrate the feasibility and functionality of the proposed architecture.

Keywords: Hearing aids, active noise control, adaptive filters, occlusion effect.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Anatomia da orelha. Modificado de MED-EL (2010).	5
Figura 2.2 – Orelhas média e interna. Modificado de MED-EL (2010)..	6
Figura 2.3 – Cóclea. Extraído de MED-EL (2010).	7
Figura 2.4 – Limiares do grau de deficiência auditiva. Modificado de MED-EL (2010).	9
Figura 2.5 – Audiômetro tonal via óssea. Extraído de Audio Tecno (1998).	9
Figura 2.6 – Tipos de aparelhos auditivos. Extraído de SONIC (2011).	11
Figura 2.7 – Abertura de ventilação em um aparelho auditivo do tipo ITE. Modificado de ARZENIKOV (2010).	12
Figura 2.8 – Aparelho auditivo <i>open fit</i> . Extraído de Consumer Reports (2005).	13
Figura 2.9 – Esquema básico de um filtro adaptativo.	16
Figura 2.10 – Exemplo de conversão e processamento de voz através de um processador digital de sinais.	21
Figura 2.11 – Placa de desenvolvimento ADSP-BF537 <i>EZ-KIT Lite</i> . Modificado de Wikipedia (2008).	22
Figura 2.12 – Exemplo de uma escala discreta de 5 pontos com graduação numérica.	24
Figura 2.13 – Exemplo de uma escala contínua (LEITE, 2006).	24
Figura 3.1 – Estrutura de controle proposta por MEJIA, DILLON & FISHER (2008).	27
Figura 3.2 – Diagrama em blocos do sistema adaptativo para a redução do efeito de oclusão.	29
Figura 3.3 – Diagrama em blocos do sistema adaptativo simplificado para a redução do efeito de oclusão.	30
Figura 3.4 – Representação simplificada do processo de cancelamento.	31
Figura 3.5 – Representação simplificada aproximada do processo de cancelamento proposta por RESENDE & BERMUDEZ (2006). .	31

Figura 3.6 – Sistema realimentado não-linear variante no tempo.	33
Figura 3.7 – Diagrama em blocos da estrutura do algoritmo SHARF. .	33
Figura 3.8 – Proposta de sistema adaptativo para redução do efeito de oclusão.	36
Figura 4.1 – Acoplador padrão para simulação do canal auditivo.	38
Figura 4.2 – Dimensões do acoplador.	38
Figura 4.3 – Fone de ouvido adaptado para os testes de avaliação subjetiva.	39
Figura 4.4 – Fone de ouvido adaptado inserido no canal auditivo.	39
Figura 4.5 – Fone de ouvido adaptado para funcionar como aparelho auditivo com microfone interno.	40
Figura 4.6 – Sistema completo implementado em <i>hardware</i>	41
Figura 4.7 – Estrutura adaptativa para identificação do caminho direto.	42
Figura 4.8 – Fone de ouvido adaptado conectado ao acoplador.	42
Figura 4.9 – Resposta ao impulso do caminho direto w_{cd}	43
Figura 4.10 – Magnitude da resposta em frequência do caminho direto w_{cd} e do alto-falante. Resposta do alto-falante extraída de Knowles Electronics (2006b).	43
Figura 4.11 – Estrutura para pré-compensação de w_{cd}	44
Figura 4.12 – Plano complexo com os zeros de W_{cd}	45
Figura 4.13 – Estrutura para modelagem inversa do caminho direto.	45
Figura 4.14 – Resposta ao impulso do caminho inverso \hat{w}_{cd}^{-1}	46
Figura 4.15 – Magnitude da resposta em frequência do caminho inverso w_{cd}^{-1}	46
Figura 4.16 – Resposta em frequência do caminhos direto, de sua inversa e do resultado da compensação.	47
Figura 4.17 – Resposta em frequência de um sistema emulador do efeito de oclusão (H).	48

Figura 4.18 – Diagrama em blocos do sistema de sintetização de formantes	49
Figura 4.19 – Forma de onda da excitação para som vozeado e sinal sintetizado	49
Figura 4.20 – Sinal Sintético com pico em 303 Hz.....	50
Figura 5.1 – Evolução da norma do vetor de coeficientes do filtro adaptativo $\mathbf{w}^T(n)\mathbf{w}(n)$	54
Figura 5.2 – Sinais processados pelo sistema proposto utilizando caminho direto completamente compensado ($\Delta = 1$). Sinal sem cancelador (vermelho), sinal com cancelador (azul) e sinal desejado (verde).....	55
Figura 5.3 – Sinais processados pelo sistema proposto utilizando caminho direto parcialmente compensado. Sinal sem cancelador (vermelho), sinal com cancelador (azul) e sinal desejado (verde).	56
Figura 5.4 – Evolução média da norma do vetor de coeficientes do filtro adaptativo $E\{\mathbf{w}^T(n)\mathbf{w}(n)\}$	57
Figura 5.5 – Evolução de $E\{[s(n-\Delta)-m(n)]^2\}$ para um sinal sintético de excitação. Sinal sem cancelador (vermelho) e com cancelador (azul).....	58
Figura 5.6 – Sinais sintéticos no domínio tempo processados pelo sistema de cancelamento assumindo um caminho direto completamente compensado..	59
Figura 5.7 – Evolução média da norma do vetor de coeficientes do filtro adaptativo $E\{\mathbf{w}^T(n)\mathbf{w}(n)\}$	60
Figura 5.8 – Evolução de $E\{[s(n-\Delta)-m(n)]^2\}$ para um sinal sintético de excitação e compensação parcial do caminho direto.	60
Figura 5.9 – Sinais sintéticos no domínio tempo processados pelo sistema de cancelamento com compensação parcial do caminho direto.....	61
Figura 5.10 – Evolução de $[s(n-\Delta)-m(n)]^2$ para um sinal de voz real. Sinal sem cancelador (vermelho) e com cancelador (azul).....	63

Figura 5.11 – Sinais processados pelo sistema de redução do efeito de oclusão com caminho direto completamente compensado ($\Delta = 1$).	63
Figura 5.12 – Evolução de $[s(n-\Delta)-m(n)]^2$ para um sinal de voz real....	64
Figura 5.13 – Sinais processados pelo sistema de redução do efeito de oclusão com compensação parcial do caminho direto.....	65
Figura 5.14 – Evolução de $m^2(n)$ no acoplador para sinais de entrada senoidais. Sinal sem cancelador (vermelho) e com cancelador (azul)......	67
Figura 5.15 – Caminho direto w_{cd} medido de seis voluntários.....	69
Figura 5.16 – Evolução de $m^2(n)$ para o experimento tonal com voluntários. Sinal sem cancelador (vermelho) e com cancelador (azul)......	70
Figura 5.17 – Escala de linha para avaliação do sistema de minimização do efeito de oclusão	72
Figura 5.18 – Representação do <i>boxplot</i>	72
Figura 5.19 – <i>Boxplot</i> da avaliação dos voluntários para a locução do fonema /u/.....	73
Figura 5.20 – <i>Boxplot</i> da avaliação dos voluntário para a locução das frases.....	75
Figura A.1 - Circuito pré-amplificação dos microfones.	88

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Escala de classificação MOS.....	23
Tabela 2 – Parâmetros do controlador para simulação com sinal senoidal e caminho direto completamente compensado ($\Delta = 1$).	53
Tabela 3 – Atenuação obtida pelo sistema proposto em regime permanente.....	54
Tabela 4 – Parâmetros do controlador para simulação com sinal senoidal e caminho direto parcialmente compensado.	56
Tabela 5 – Atenuação obtida pelo sistema proposto para compensação parcial do caminho direto, em regime permanente.	56
Tabela 6 – Parâmetros do controlador para simulação com sinal sintético e caminho direto completamente compensado ($\Delta = 1$).	57
Tabela 7 – Parâmetros do controlador para simulação com sinal sintético e caminho direto parcialmente compensado.	59
Tabela 8 – Parâmetros do algoritmo para simulação com sinal de voz e caminho direto completamente compensado ($\Delta = 1$).	62
Tabela 9 – Parâmetros do algoritmo para simulação com sinal de voz e compensação parcial do caminho direto	64
Tabela 10 – Valores dos critérios objetivos de qualidade obtidos na simulação com sinal de voz real	66
Tabela 11 – Parâmetros do algoritmo para os testes feitos no acoplador	67
Tabela 12 – Comparação entre a atenuação obtida nos experimentos com o acoplador e simulações com compensação parcial do caminho direto.	68
Tabela 13 – Parâmetros do algoritmo para o experimento tonal com voluntários	70
Tabela 14 – Valores de atenuação obtidos para o experimento tonal com voluntários.	70
Tabela 15 – Comparação entre a atenuação obtida nos experimentos com o acoplador, voluntários e simulações com compensação parcial do caminho direto.....	71

Tabela 16 – Parâmetros do algoritmo para o experimento de locução do fonema /u/ por voluntários.....	73
Tabela 17 – Parâmetros do algoritmo para o experimento utilizando vibrador ósseo.....	75
Tabela A.1 – Valores dos componentes utilizados no pré-amplificador.	88

LISTA DE SIGLAS E SÍMBOLOS

SIGLAS

ADC	Analog to Digital Converter
ANC	Active Noise Control
ARMA	Autoregressive Moving-Average
BTE	Behind The Ear
CAG	Controle Automático de Ganho
CEP	Cepstral Measure
CIC	Completely in the Canal
DAC	Digital to Analog Converter
DSP	Digital Signal Processor
FIR	Finite Impulse Response
HARF	Hyperstable Recursive Filter
IIR	Infinite Impulse Response
IS	Itakura-Sato Measure
ITC	In the Canal
ITE	In the Ear
LMS	Least Mean Square
LTI	Linear and Time Invariant
MOS	Mean Opinion Score
NLMS	Normalized Least Mean Square
PESQ	Perceptual Evaluation of Speech Quality
SHARF	Simple Hyperstable Adaptive Recursive Filter
WSS	Weighted Spectral Slope Measure

Símbolos

β	Passo de adaptação
C	Filtro de pré-compensação
$\mathbf{c}(n)$	Vetor de coeficientes da estrutura SHARF
$d(n)$	Sinal desejado
Δ	Atraso de controle
$e(n)$	Sinal de erro
$e_f(n)$	Sinal de erro filtrado
$E\{\cdot\}$	Valor esperado estatístico
F	Transformações do sistema fonador
$\ \cdot\ $	Norma Euclidiana de um vetor
φ	Vetor de amostras $m(n)$ recursivo
G	Processamento do aparelho auditivo
g	Ganho do aparelho auditivo
H	Sistema de oclusão
H_{FIR}	Função de transferência do filtro FIR
H_{IIR}	Função de transferência do filtro IIR
$m(n)$	Sinal no interior do canal auditivo
n	Tempo contínuo
N	Comprimento do filtro adaptativo
P	Comprimento do filtro fixo $\mathbf{c}(n)$
$\mathbf{q}(n)$	Vetor de coeficientes $\mathbf{v}(n)$ e $\mathbf{w}(n)$
q_1	1º quartil
q_3	3º quartil
$r(t)$	Sinal ocluído
$\hat{r}(n)$	Sinal ocluído estimado

ρ	Passo de adaptação
S	Caminho secundário
\hat{S}	Caminho secundário estimado
$s(n)$	Sinal de voz
t	Tempo discreto
θ	Referente a $\mathbf{w}(n)$ atrasado Δ amostras
$u(t)$	Sinal de voz
$\mathbf{v}(n)$	Filtro adaptativo <i>feedforward</i>
$\mathbf{w}(n)$	Filtro adaptativo cancelador oclusão
\mathbf{w}_{cd}	Caminho direto
$W_{cd}(z)$	Função de transferência referente à \mathbf{w}_{cd}
$\hat{\mathbf{w}}_{cd}^{-1}$	Caminho inverso
\hat{W}_{cd}^{-1}	Função de transferência referente à $\hat{\mathbf{w}}_{cd}^{-1}$
$\overline{\omega}$	Valor extremo do diagrama de extremos e quartis
$x(n)$	Sinal de entrada do filtro adaptativo
$y(n)$	Sinal de saída do filtro adaptativo
y_{FIR}	Sinal de saída do filtro FIR
y_{IIR}	Sinal de saída do filtro IIR
$z(n)$	Sinal de entrada do filtro preditivo
μ	Passo de adaptação normalizado
$\eta(t)$	Ruído de medição no domínio tempo
α	Atraso de processamento do aparelho auditivo
γ	Fator de vazamento (<i>Leaky</i>)
τ	Constante de tempo
Γ	Matriz diagonal de passos de adaptação μ e ρ
ζ	Ruído acústico presente no ambiente

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	xv
LISTA DE TABELAS	xix
LISTA DE SIGLAS E SÍMBOLOS	xxi
1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 Preâmbulo	1
1.2 Objetivos.....	2
1.3 Justificativa	2
1.4 Estrutura do Trabalho	3
2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS	5
2.1 Anatomia do Sistema Auditivo Humano	5
2.2 Perdas Auditivas	7
2.2.1 <i>Audiometria</i>	9
2.3 Sistemas de Auxílio à Audição	10
2.4 Realimentação Acústica e Efeito de Oclusão	11
2.4.1 <i>Controle do efeito de oclusão</i>	13
2.5 Filtros Digitais	14
2.5.1 <i>Filtros fixos</i>	14
2.5.2 <i>Filtros adaptativos</i>	15
2.5.2.1 Filtros adaptativos de resposta infinita ao impulso	17
2.5.3 <i>Algoritmos de adaptação</i>	18
2.6 Controle Ativo de Ruído Acústico.....	19
2.7 Processadores Digitais de Sinais.....	20
2.7.1 <i>Processador Blackfin</i>	21
2.8 Critérios de avaliação do sinal de voz.....	22
2.8.1 <i>MOS e escalas de resposta</i>	23
2.8.2 <i>Avaliação perceptual da qualidade da voz</i>	24
2.8.3 <i>Inclinação espectral ponderada</i>	25
2.8.4 <i>Medidas baseadas em distância espectral</i>	25
3 SISTEMA DE REDUÇÃO DO EFEITO DE OCLUSÃO.....	27
3.1 Controle Analógico Fixo	27
3.2 Estrutura Proposta.....	28

3.3	Estratégia de Adaptação	30
3.3.1	<i>Algoritmo SHARF</i>	32
3.3.2	<i>Controle do ganho de malha</i>	34
3.3.3	<i>Adaptação Proposta</i>	35
4	IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA.....	37
4.1	Aspectos Construtivos	37
4.1.1	<i>Acoplador</i>	37
4.1.2	<i>Molde</i>	39
4.1.3	<i>Pré-Amplificador</i>	40
4.1.4	<i>Plataforma de Desenvolvimento</i>	41
4.2	Configuração da Estrutura de Cancelamento.....	41
4.2.1	<i>Identificação do Caminho Direto</i>	42
4.2.2	<i>Compensação do caminho direto</i>	44
4.2.3	<i>Modelagem do efeito de oclusão</i>	47
4.2.4	<i>Sinais de Voz</i>	49
5	AVALIAÇÃO DO SISTEMA.....	51
5.1	Aspectos Éticos	51
5.2	Simulações Computacionais.....	52
5.2.1	<i>Sinais Senoidais</i>	52
5.2.1.1	<i>Sinais Senoidais e Caminho Direto Completamente Compensado</i>	52
5.2.1.2	<i>Sinais Senoidais e Caminho Direto Parcialmente Compensado</i>	55
5.2.2	<i>Sinais Sintéticos</i>	57
5.2.2.1	<i>Sinais Sintéticos e Caminho Direto Completamente Compensado</i>	57
5.2.2.2	<i>Sinais Sintéticos e Caminho Direto Parcialmente Compensado</i>	59
5.2.3	<i>Sinais de Voz</i>	61
5.2.3.1	<i>Sinais de Voz e Caminho Direto Completamente Compensado</i>	62
5.2.3.2	<i>Sinais de Voz e Caminho Direto Parcialmente Compensado</i>	64
5.2.3.3	<i>Avaliação objetiva</i>	65
5.3	Implementação Prática no Acoplador.....	66
5.4	Avaliação em Condições Reais	68
5.4.1	<i>Compensação do caminho direto</i>	68
5.4.2	<i>Experimento 1 (Excitação tonal)</i>	69

5.4.3	<i>Sinais reais</i>	71
5.4.3.1	Experimento 2 (locução de vogais).....	71
5.4.3.2	Experimento 2 (locução de frases).....	74
6	Conclusões	77
6.1	Propostas para a Continuação do trabalho	78
	REFERÊNCIAS	81
	ANEXO A – Circuito de pré-amplificação dos microfones.	87
	ANEXO B – Termo de consentimento livre e esclarecido	89
	ANEXO C – Certificado de aprovação do projeto pelo Comitê de Ética para Pesquisas em Seres Humanos	93
	ANEXO D – Questionário e roteiro para a realização dos ensaios utilizando vogais	95
	ANEXO E – Questionário e roteiro para a realização dos ensaios utilizando frases	101

1 INTRODUÇÃO

A perda de audição bilateral, parcial ou total de 41 (quarenta e um) decibéis (dB) ou mais, é considerada deficiência auditiva. Considera-se, em geral, que a audição normal corresponde à habilidade para detecção de sons até 20 dB N.A. (decibéis, nível de audição), e chama-se, genericamente, de deficiente auditivo aquele que apresenta diferença significativa com relação à habilidade normal para a detecção sonora de acordo com padrões estabelecidos pela *American National Standards Institute* (ANSI, 1989).

Aparelhos auditivos (*hearing aids*) têm como finalidade ajudar as pessoas com perda auditiva a corrigir ou recuperar a qualidade da percepção sonora. Um exemplo de benefício obtido com o uso de aparelhos auditivos é a capacidade de identificação de um locutor a partir da voz, ou ainda, a localização de uma fonte emissora de som. Os avanços recentes na tecnologia de aparelhos auditivos têm possibilitado melhorias significativas no entendimento da fala por parte dos usuários, assim como níveis estéticos e de conforto cada vez maiores.

1.1 Preâmbulo

Os aparelhos auditivos são dispositivos que possuem o objetivo de realizar a compensação das perdas auditivas do usuário, permitindo condições acústicas de qualidade e intensidade adequadas (DILLON, 2001). Entretanto, aparelhos auditivos não são uma solução perfeita. Um exemplo de suas limitações pode ser observado quando um molde (estrutura que realiza o fechamento do ouvido interno em relação ao ambiente externo) ou um aparelho auditivo é colocado no ouvido e o canal auditivo é parcialmente ou totalmente obstruído. Nessa situação, o usuário de prótese auditiva ouve sua própria voz de forma diferenciada (abafada) por causa de um aumento da potência nas baixas frequências do sinal de voz (predominantemente na faixa de 200 a 500 Hz) (MEJIA, DILLON, & FISHER, 2008) (VALENTE, 2002a). Esse fenômeno é denominado de efeito de oclusão. O efeito de oclusão ocorre quando o usuário de prótese está falando ou comendo. Nessa situação, as vibrações das cordas vocais ou o som gerado pela mastigação é transmitido através do crânio. Isso faz com que as porções cartilaginosas presentes nas paredes do canal vibrem, atuando como uma membrana elástica.

A solução, utilizada na maioria dos aparelhos auditivos, para

resolver o problema da oclusão é a implementação de uma abertura de ventilação. Porém, com o alargamento da abertura de ventilação há um aumento na probabilidade de ocorrência de um fenômeno conhecido como realimentação acústica, decorrente do acoplamento acústico entre o alto-falante e o microfone do aparelho auditivo (VALENTE, 2002b). Este fenômeno é percebido pelo usuário como um som desagradável, mais conhecido como microfonia (*whistling*). A realimentação acústica acarreta uma degradação significativa no desempenho do sistema através da limitação do ganho máximo que o aparelho auditivo pode proporcionar (BENESTY, SONDEHI, & HUANG, 2008).

Recentemente, três pesquisadores (MEJIA, DILLON, & FISHER, 2008) propuseram a utilização da técnica de controle ativo de ruído (em inglês ANC – *Active Noise Control*) para lidar com o problema da oclusão. Esse método apresenta-se bastante promissor. Entretanto, na forma originalmente proposta, possui uma importante limitação associada ao fato de utilizar um sistema de controle cujos parâmetros são fixados durante o processo de configuração inicial do aparelho (etapa de ajuste – *fitting*) do dispositivo. Alterações no posicionamento do aparelho, realizadas diariamente pelo usuário, podem acarretar na ação de um controlador sub-ótimo. Esse problema poderia ser superado através do uso de técnicas de controle adaptativo, solução esta, até o momento, não encontrada na literatura técnico-científica.

1.2 Objetivos

Os objetivos deste trabalho são:

- Propor um sistema adaptativo para a diminuição do efeito de oclusão em aparelhos auditivos;
- Implementar o sistema proposto e avaliar seu funcionamento em condições controladas, mas próximas das reais;
- Analisar a potencialidade e o desempenho do sistema proposto à luz de simulações e de experimentos reais controlados.

1.3 Justificativa

Segundo o censo demográfico brasileiro, realizado em 2000, 5,75 milhões de brasileiros, 3,2% de toda a população, eram portadores de deficiências auditivas. Destes, 15% possuíam grande dificuldade permanente de ouvir e 82% alguma dificuldade permanente de ouvir.

Portanto, o desenvolvimento científico e o domínio de tecnologia nessa área são de extremo interesse ao desenvolvimento nacional.

Os efeitos da oclusão e o desempenho do subsistema de cancelamento de realimentação possuem impacto direto no uso, conforto e qualidade do som dos aparelhos auditivos. Atualmente, pouco tem sido feito para superar o problema de oclusão, fato que torna relevante a presente pesquisa, especialmente no caso de usuários que exigem elevada amplificação.

A utilização de técnicas adaptativas na diminuição do efeito de oclusão pode acarretar interessantes melhorias na qualidade do som e no conforto do usuário. Além disso, há também a possibilidade de uma economia de recursos computacionais do aparelho auditivo em decorrência da diminuição da complexidade dos algoritmos de cancelamento de realimentação, permitindo, desta maneira, a inclusão de novas estratégias de processamento de som ou incremento das já existentes.

1.4 Estrutura do Trabalho

Esta dissertação está estruturada conforme descrito a seguir: O Capítulo 2 aborda os fundamentos teóricos necessários à compreensão do trabalho. Nele são ressaltados os diferentes tipos de perdas auditivas e os sistemas de auxílio à audição que, conforme o tipo de perda, têm como objetivo compensar, amplificar e conformar o sinal sonoro. Discutem-se ainda, as causas do efeito de oclusão e sua relação com o problema de realimentação acústica, as técnicas de minimização do efeito de oclusão já existentes, e uma breve explanação sobre filtros adaptativos. Em sequência é apresentado o microprocessador utilizado na implementação do sistema proposto. Por fim, são apresentados alguns critérios de avaliação, objetivos e subjetivos, para sinais de voz. No Capítulo 3 é apresentada a estrutura proposta para o controle do efeito de oclusão e seu equacionamento matemático. No Capítulo 4 são apresentados os aspectos construtivos necessários para a implementação do sistema e sua modelagem, necessária para as simulações. São também apresentadas as estratégias utilizadas para a compensação de características não desejadas do *hardware*. O Capítulo 5 inicia apresentando as questões éticas relacionadas à realização de experimentos em seres humanos. Em seguida, são mostrados os resultados de simulações e experimentos práticos realizados em diversas situações de interesse para a avaliação do desempenho do sistema

proposto. No Capítulo 6 são retomados e discutidos diversos pontos do trabalho, os quais embasam as conclusões finais. Por último são feitas sugestões para trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Este capítulo apresenta os aspectos básicos necessários para a compreensão do trabalho. Primeiramente, são apresentados alguns conceitos sobre o funcionamento e anatomia do sistema auditivo humano e uma breve introdução sobre aparelhos auditivos. Em seguida é apresentada uma revisão da literatura sobre controle do efeito de oclusão, filtros adaptativos e processadores digitais de sinais. Por fim, são apresentados métodos de avaliação de qualidade da fala.

2.1 Anatomia do Sistema Auditivo Humano

A orelha possui uma importante função. Ela transforma vibrações sonoras em sinais elétricos, ou seja, em sinais perceptíveis pelo cérebro humano. O som é uma onda de pressão que pode vibrar rápida ou lentamente. Vibrações lentas produzem sons graves, enquanto vibrações rápidas produzem sons agudos (GELFAND, 2010).

A orelha possui três partes principais: orelha externa, orelha média e orelha interna (Figura 2.1). A orelha externa consiste da parte visível da orelha (pavilhão externo) e do canal auditivo externo, que possui aproximadamente 2 cm de comprimento, se estendendo até o tímpano (YOST, 2007). As alterações acústicas de pressão que constantemente chegam até nós na forma de som são captadas pelo ouvido externo e enviadas até a membrana timpânica através do canal auditivo externo.

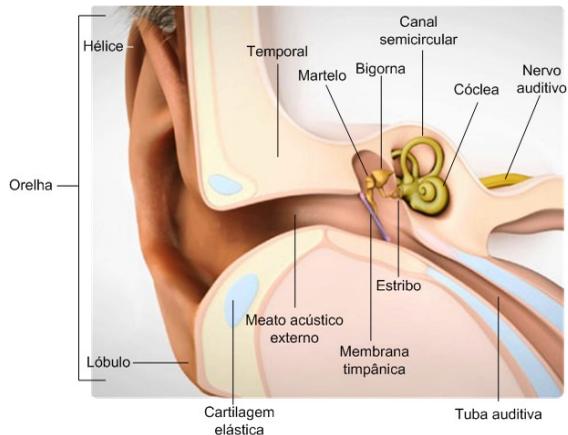


Figura 2.1 – Anatomia da orelha. Modificado de MED-EL (2010).

A orelha média é uma pequena cavidade, com aproximadamente 2 cm^3 em volume. É constituída pela membrana timpânica e pelos três menores ossos do corpo humano, os ossículos da audição: martelo, estribo e bigorna. De forma eficiente, essa cadeia ossicular entra em movimento quando a membrana timpânica começa a vibrar, trabalhando conjuntamente para amplificar as ondas sonoras. Essas ondas são transmitidas ao ouvido interno e então, a cóclea inicia seu papel central (Figura 2.2).

Na orelha interna encontram-se os canais semicirculares, responsáveis pelo equilíbrio (sistema vestibular) e a cóclea, onde estão os receptores para a audição (YOST, 2007) (ZEMLIN, 2000). O ouvido interno processa as ondas sonoras e os transforma em impulsos elétricos que são passados ao cérebro.

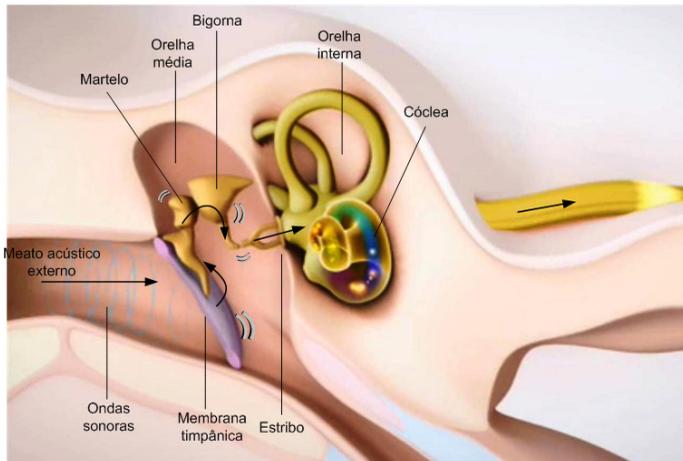


Figura 2.2 – Orelhas média e interna. Modificado de MED-EL (2010).

Na cóclea a energia mecânica do som é convertida em sinais elétricos complexos. Em termos simples, a cóclea é um tubo em forma de espiral preenchida com um fluido (endolinfa). Células sensoriais, ou ciliadas, estão presentes em todo o comprimento da cóclea. Essas células são excitadas de forma diferente dependendo da frequência do sinal e de acordo com a sua localização na cóclea, possibilitando a detecção de diferentes tons e frequências, permitindo ao ouvido perceber o espectro sonoro. A mudança de vibrações mecânicas para pulsos elétricos é um processo complexo, resultando no movimento das células ciliadas da cóclea. Essas células estão presentes em todo o

comprimento da cóclea. As células localizadas na base, ou regiões baixas da cóclea, são responsáveis pelas altas frequências, enquanto as células localizadas na parte final, ou apical, são responsáveis pelas baixas frequências (Figura 2.3).



Figura 2.3 – Cóclea. Extraído de MED-EL (2010).

2.2 Perdas Auditivas

Ao contrário de outras deficiências, a perda auditiva é uma limitação aparentemente invisível, pois não há indícios físicos como a existência de uma cadeira de rodas ou de muletas. A perda auditiva é a mais prevalente, menos reconhecida e menos compreendida entre todas as deficiências. O problema real da perda auditiva não é a perda em si, mas as barreiras para a comunicação e o estresse que pode ocorrer se o paciente não se tratar (DUGAN, 2003).

Embora possa ocorrer em qualquer idade, perdas auditivas são mais comuns em pessoas idosas. Na idade de aproximadamente 60 anos, uma em cada três pessoas possui algum grau de perda, e a incidência é maior ao longo dos anos (NIDCD, 2001). O grau de severidade da deficiência auditiva (Figura 2.4) é determinado pelo nível de intensidade sonora mínima que alguém pode ouvir sem a ajuda de um aparelho auditivo e é caracterizada por limiares que variam segundo diferentes autores (GAMA, 2001).

A deficiência auditiva pode ser classificada em três categorias conforme a região lesionada ou bloqueada no sistema auditivo (FERNANDEZ, 2007):

- Perda Condutiva: ocorre na orelha externa e/ou na orelha média por meio da obstrução do canal, evitando que o som chegue ao ouvido interno. As causas mais comuns são o acúmulo de cerume e deformidades no canal acústico que

impedem os ossículos de vibrarem adequadamente. Infecções do ouvido médio ou a ruptura da membrana timpânica também são causas comuns da perda condutiva. Geralmente, esse tipo de perda é temporário e pode ser tratada com medicamento ou intervenção cirúrgica.

- Perda Senso-Neural: decorrente de um problema na orelha interna pela perda ou danos nas células ciliares da cóclea. Quando somente algumas células são perdidas ou danificadas (geralmente as correspondentes às altas frequências) esse tipo de perda auditiva é classificado como médio ou moderado. Quando as células ciliares são parcialmente ou completamente perdidas ou danificadas a perda é considerada de severa à profunda. Pode ocorrer pela idade, quando ambas as orelhas são afetadas (bilateral), ou ser unilateral. Podem ocorrer em casos de infecção viral, danos por sons de alta intensidade ou tumores. Em geral, perdas senso-neurais são irreversíveis, não podendo ser reparadas por meio de intervenção cirúrgica.
- Perda Central: decorrente de alterações nos mecanismos de processamento da informação sonora no córtex cerebral (sistema nervoso central).

As perdas condutivas e as perdas senso-neurais podem ser compensadas através do uso de sistemas externos de amplificação ou de implantes cocleares (GATEHOUSE, 2002).

Implantes cocleares podem ser utilizados por pessoas em qualquer idade. Esse tipo de implante é recomendado tanto para pessoas com perda senso-neural do tipo pós-lingual (pacientes com surdez severa que não se adaptaram a sistemas externos de auxílio à audição) quanto para pessoas com perda do tipo pré-lingual (surdez congênita ou adquirida antes de aprender a falar) (ALBERNAZ, 2008). No entanto, a tecnologia de implantes cocleares ainda é cara e o processo de reabilitação envolve uma equipe multidisciplinar (RAMSDEN, 2002).

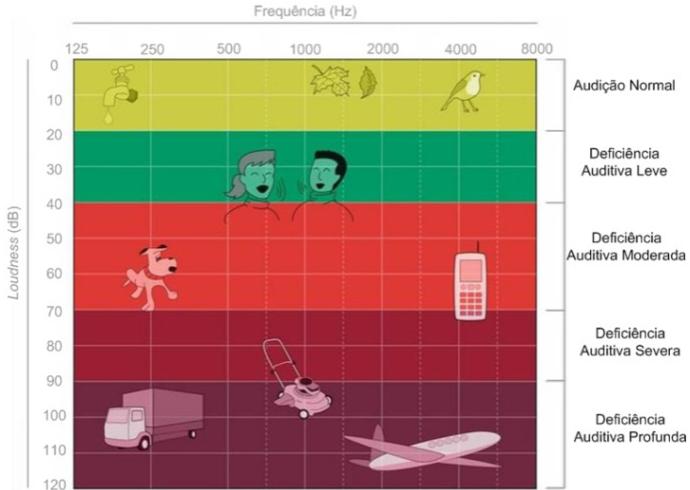


Figura 2.4 – Limiares do grau de deficiência auditiva. Modificado de MED-EL (2010).

2.2.1 Audiometria

A audiometria é o exame pelo qual se avalia os limiares auditivos de uma pessoa. É um exame subjetivo (depende da participação do paciente) realizado de maneira simples, não-invasiva e sem qualquer desconforto para o paciente.

A audiometria tonal pode ser feita de duas maneiras: por via aérea (através de fones de ouvido) e por via óssea (por intermédio de vibradores, Figura 2.5).



Figura 2.5 – Audiômetro tonal via óssea. Extraído de Audio Tecno (1998).

Na audiometria por via aérea o som entra pelo meato acústico externo e chega até a cóclea. Já a audiometria tonal por via óssea é feita

com o auxílio de um vibrador ósseo, como o ilustrado na Figura 2.5, posicionado sobre a mastóide¹ do paciente. Esse vibrador emite um tom puro que chega até a cóclea através da condução do som pelos ossos do crânio. As frequências utilizadas na prática clínica são: 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz e 4 kHz (KATZ, 1999).

2.3 Sistemas de Auxílio à Audição

Os sistemas de auxílio à audição, mais conhecidos como aparelhos auditivos, têm como finalidade principal permitir que os usuários possam ouvir sons em qualidade e intensidade adequadas (DILLON, 2001).

Os primeiros aparelhos auditivos eram enormes trombetas (*ear trumpet*) (STOVLES & PENTLAND, 2003) feitas de prata, ferro, madeira, conchas de caramujos ou chifres de animais.

Em 1952 iniciou-se a era dos aparelhos auditivos com transistor. Nos anos seguintes surgiram os aparelhos analógicos programados digitalmente através de dispositivos dedicados ou de computadores pessoais. Em 1996, surgiram os aparelhos digitais programáveis e com processamento digital de sinais (HOLUBE & VOLKMAR, 2005).

Apesar de existirem diversos tipos de aparelhos auditivos, o princípio básico dos aparelhos digitais (os mais modernos disponíveis) pode ser descrito da seguinte maneira: as ondas sonoras são captadas por um microfone ou outro receptor e convertidas em um sinal digital. Este sinal é então processado conforme instruções do *software* de programação (algoritmo) e enviado para um conversor digital-analógico. O sinal contínuo acionará um alto-falante, que irá convertê-lo novamente para a forma acústica. O processamento do sinal tem como objetivo básico amplificar as frequências nas quais o usuário tem problemas de audição (DILLON, 2001), embora os dispositivos atuais realizem processamentos extremamente complexos como, por exemplo, compressão dinâmica e classificação de sons.

Na Figura 2.6 são apresentados alguns tipos de aparelhos auditivos, os quais são classificados de acordo com o local da orelha onde são posicionados:

- Completamente no canal (CIC – *completely in the canal*): fica localizado inteiramente no canal auditivo, deixando visível

¹ Mastoide é um osso existente na região temporal do crânio, próximo ao ouvido.

apenas uma haste para auxiliar na sua remoção. É utilizado para reparar perda auditiva leve ou moderada.

- No canal (ITC – *in the canal*): ocupa parte do canal auditivo e cobre apenas uma pequena porção da *concha* da orelha. É utilizado em casos de perda auditiva leve ou moderada.
- Na orelha (ITE – *in the ear*): este tipo de aparelho encaixa completamente no ouvido externo deixando apenas uma pequena haste para auxiliar sua remoção. É utilizado para reparar desde perda auditiva leve até perda auditiva severa.
- Atrás da orelha (BTE – *behind the ear*): este tipo de aparelho fica localizado atrás da orelha, sendo que o som é enviado ao molde (localizado na orelha do usuário) através de um tubo. São utilizados por pessoas de todas as idades e podem corrigir desde perdas leves até perdas profundas.



Figura 2.6 – Tipos de aparelhos auditivos. Extraído de SONIC (2011).

2.4 Realimentação Acústica e Efeito de Oclusão

Um grande problema associado aos usuários de aparelhos auditivos que necessitam de elevada amplificação é o efeito conhecido como realimentação acústica (BENESTY, SONDHI, & HUANG, 2008). A realimentação é um problema decorrente do acoplamento acústico entre o microfone e o alto-falante do aparelho auditivo, e é percebido pelo usuário e pelas pessoas em seu entorno através de um som desagradável mais conhecido como microfonia. A solução natural para esse problema seria o estreitamento ou fechamento da abertura de

ventilação (Figura 2.7) existente no aparelho auditivo (de forma a isolar acusticamente microfone e alto-falante), não fosse o aparecimento do fenômeno conhecido como oclusão.

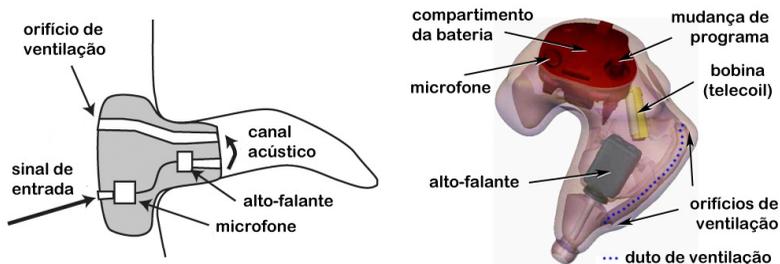


Figura 2.7 – Abertura de ventilação em um aparelho auditivo do tipo ITE.
Modificado de ARZENIKOV (2010).

O efeito de oclusão inicialmente, descrito por ZWISLOCKI (1953), ocorre quando o aparelho auditivo, posicionado na porção cartilaginosa do canal (o posicionamento na porção óssea não é usualmente realizado pois causa desconforto físico ao usuário), possui uma abertura de ventilação com tamanho insuficiente para promover a necessária dissipação de energia sonora conduzida ao canal auditivo através do crânio e da mandíbula. Nessa situação, quando o usuário da prótese fala ou mastiga, são produzidas vibrações nas porções cartilaginosas presentes na parede do canal (que atuam como uma membrana elástica), causando aumento significativo de potência em baixas frequências (predominantemente na faixa de 200 a 500 Hz) e fazendo com que o usuário ouça sua própria voz de forma abafada (conhecida por “voz em barril”) (CHUNG, 2004). O completo fechamento do canal auditivo pode produzir aumento de 20 a 30 dB em sons de baixa frequência (CHUNG, 2004). Para evitar a percepção de oclusão pelo usuário são necessárias aberturas de ventilação com diâmetros iguais ou maiores a 3,5 mm (MEJIA, DILLON, & FISHER, 2008). O alargamento da abertura de ventilação diminui o efeito de oclusão, mas favorece o aparecimento do problema de realimentação e vice-versa.

Atualmente estão disponíveis comercialmente vários modelos de aparelhos auditivos sem fechamento (maior conforto e estética), que são os chamados aparelhos auditivos *open fit* (Figura 2.8). Entretanto, aparelhos com aberturas grandes ou sem fechamento não são adequados para usuários com perdas auditivas mais acentuadas. Nesses casos, três grandes problemas aparecem:

- A amplificação necessária gera realimentação positiva (microfonia);
- O atraso entre a fala processada pelo aparelho auditivo e os sons não processados (que entram pela abertura) pode produzir desconforto e perda de inteligibilidade e;
- Ocorre o mascaramento dos sons processados pelo aparelho auditivo em decorrência da interação entre os sons que entram e saem livremente pela abertura (CHUNG, 2004; MEJIA, DILLON & FISHER, 2008).

Dessa forma, durante o processo de configuração inicial do aparelho (etapa de *fitting*) é necessário determinar o maior fechamento possível da abertura de ventilação sem produzir desconforto em demasia.



Figura 2.8 – Aparelho auditivo *open fit*. Extraído de Consumer Reports (2005).

2.4.1 Controle do efeito de oclusão

Até o momento, poucos trabalhos abordam a proposta para solucionar o problema do efeito de oclusão. De forma geral as soluções para diminuição do efeito de oclusão são os métodos baseados em alterações nas características físicas do molde, como o aumento da abertura do duto ventilação.

Recentemente, foi proposto em MEJIA, DILLON & FISHER (2008) um sistema analógico de controle ativo de ruído para a redução do efeito de oclusão. Diferentemente dos aparelhos convencionais, nesse sistema o molde (ou aparelho) possui um microfone adicional posicionado no interior do canal auditivo com o objetivo de quantificar o erro entre o sinal aplicado ao alto-falante e a informação acústica efetivamente enviada ao usuário. Com este sistema, foi relatada uma redução de até 18 dB do efeito de oclusão em frequências em torno de 300 Hz, assumindo-se a inexistência de abertura de ventilação. Embora

a idéia de controle ativo de ruído não seja nova, este foi o primeiro trabalho sobre redução ativa do efeito de oclusão em aparelhos auditivos. Mesmo tendo alcançado excelentes resultados, os autores MEJIA, DILLON & FISHER (2008) relatam a limitação do sistema proposto em decorrência da utilização de controladores fixos, os quais dependem diretamente do processo de ajuste do aparelho (etapa de *fitting*) e da manutenção das condições iniciais de ajuste. Os resultados obtidos através do uso de um controlador fixo estão sujeitos à degradação em função de deslocamentos do molde e da variação do canal acústico.

Seguindo a mesma linha, em 2009, foi concedida uma patente a um sistema de cancelamento do efeito de oclusão (RASMUSSEN & LAUGESSEN, 2009) que também faz uso de um microfone posicionado na parte interna do canal auditivo. Os autores relatam a utilização de controladores fixos e em seguida citam a necessidade de controladores adaptativos. No entanto, não definem qual a estrutura que deveria ser utilizada.

2.5 Filtros Digitais

Filtragem digital pode ser entendida como uma sequência de operações matemáticas cujo objetivo é processar um determinado sinal discreto. Em outras palavras, um filtro é um dispositivo que mapeia um sinal de entrada em um determinado sinal de saída, alterando determinadas características de interesse do sinal original (DINIZ, 2010).

2.5.1 Filtros fixos

Filtros fixos, também chamados de filtros invariantes no tempo, são aqueles cujos parâmetros internos e estrutura são fixos. Quando o sinal de saída é uma função linear do sinal de entrada constituem uma importante classe denominada de filtros lineares e invariantes no tempo (LTI – do inglês *Linear and Time Invariant*) (OPPENHEIN, WILLSKY & NAWAB, 1996).

A implementação de filtros LTI envolve três passos principais:

- Aproximação das especificações da resposta em frequência através de uma função de transferência racional;
- Escolha de uma estrutura adequada; e
- A forma de implementação.

Existem duas grandes classes de filtros digitais LTI: filtros digitais de resposta finita ao impulso (FIR – do inglês *Finite Impulse Response*) e filtros digitais de resposta infinita ao impulso (IIR – do inglês *Infinite Impulse Response*) (DINIZ, 2010).

Os filtros FIR, também chamados de não-recursivos, apresentam função transferência, no domínio da transformada z , constituída apenas por zeros, conforme a seguinte equação:

$$H_{FIR}(z) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k z^{-k} \quad (2.1)$$

resultando na respectiva equação de diferenças:

$$y_{FIR}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k x(n-k) \quad (2.2)$$

em que b_k representam os coeficientes do filtro e N o número de coeficientes.

Os filtros IIR, denominados também de filtros recursivos, apresentam realimentação do sinal de saída, resultando em uma função transferência (no domínio da transformada z) composta por pólos e zeros, de tal forma que

$$H_{IIR}(z) = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^{M-1} a_k z^{-k}}. \quad (2.3)$$

Em diversas aplicações os filtros IIR possuem características mais vantajosas que os FIR em decorrência de apresentarem uma complexidade computacional menor ou uma maior seletividade de sua resposta. A estrutura básica dos filtros IIR se assemelha ao modelo auto-regressivo de média móvel (ARMA²), apresentando uma relação entrada-saída definida por

$$y_{IIR}(n) = -\sum_{k=1}^{M-1} a_k y_{IIR}(n-k) + \sum_{k=0}^{N-1} b_k x(n-k) \quad (2.4)$$

em que os coeficientes dos filtros são representados pelos a_k e b_k e M e N correspondem aos números de coeficientes, sendo $a_0 = 1$.

2.5.2 Filtros adaptativos

A determinação da função de transferência racional, necessária para a implementação ótima de um filtro digital com coeficientes fixos, exige o conhecimento detalhado do sinal de entrada e das necessidades

² *Autoregressive moving-average (ARMA) model.*

da aplicação em questão. No entanto, há algumas situações em que as características do sinal envolvido e das necessidades da aplicação são variantes no tempo ou mal definidas, não sendo possível fazer esse detalhamento. A solução nesses casos é a utilização de filtros digitais com coeficientes variantes, mais conhecidos como filtros adaptativos. Através de um algoritmo de adaptação, os coeficientes do filtro são reprojitados continuamente (ou de tempos em tempos) sem a necessidade de grande conhecimento *a priori* dos sinais envolvidos e/ou do sistema ao qual está relacionado (HAYKIN, 2002).

O ajuste dos coeficientes de um filtro adaptativo é realizado a partir da minimização de uma função custo através de um algoritmo recursivo. Caso o ambiente seja invariante ao tempo (sinais estacionários), os coeficientes do filtro convergem, a cada iteração para a solução ótima, conhecida como solução de *Wiener* (HAYKIN, 2002; ORFANIDIS, 1988). Em um ambiente variante no tempo (ou no caso de sinais não-estacionários) o algoritmo permite o rastreamento das variações estatísticas ao longo do tempo.

A estrutura do filtro adaptativo influencia diretamente na complexidade computacional (em relação ao número de operações aritméticas por iteração e ao número de iterações necessárias para que se consiga o nível de desempenho desejado) (LU, FOWLER, TIAN, & THOMPSON 2005). Da mesma forma que para os filtros fixos, basicamente, há dois tipos de estruturas: (a) os filtros adaptativos não-recursivos, conhecidos como filtros de resposta finita ao impulso; e (b) os filtros adaptativos recursivos, ou filtros de resposta infinita ao impulso (DINIZ, 2010).

O diagrama esquemático de um filtro adaptativo é ilustrado na Figura 2.9, em que n representa o número de iterações, $x(n)$ representa a amostra do sinal de entrada, $y(n)$ é o sinal de saída do filtro adaptativo e $d(n)$ é o sinal desejado. O sinal de erro, calculado pela diferença entre os sinais $d(n)$ e $y(n)$, é utilizado para a definição de uma função custo.

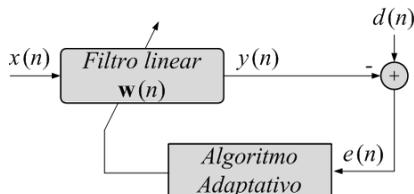


Figura 2.9 – Esquema básico de um filtro adaptativo.

Filtros adaptativos podem ser utilizados em diversos tipos de aplicações, como por exemplo: sistemas de controle, cancelamento de eco, equalização de canal, identificação de sistemas, cancelamento de ruído e predição linear (WIDROW & STEARNS, 1985).

2.5.2.1 Filtros adaptativos de resposta infinita ao impulso

Filtros adaptativos de resposta infinita ao impulso funcionam da mesma maneira que os filtros adaptativos com resposta finita ao impulso, no entanto apresentam variações, a cada iteração, dos pólos e zeros de sua função transferência. Os principais problemas associados aos filtros adaptativos IIR dizem respeito à forma da superfície de desempenho e à estabilidade (DINIZ, 2010).

O desempenho ótimo de filtros adaptativos IIR pode ser comprometido pela existência de mínimos locais na função custo. Geralmente este problema é amenizado por três situações descritas na literatura:

- A utilização de um número grande de coeficientes geralmente diminui o número de mínimos locais (DINIZ, 2010);
- Erros na estimativa do gradiente podem permitir que o algoritmo adaptativo escape de mínimos locais, possibilitando a convergência para o mínimo global. Embora essa característica tenha sido observada na prática, não são claras as condições necessárias para que isso ocorra (SHYNK, 1989);
- Diferentemente de problemas de identificação, em problemas de filtragem/predição/controle os coeficientes podem apresentar variações significativas em relação aos coeficientes ótimos sem que haja uma diminuição acentuada de desempenho em relação à amplitude do sinal de erro (LARIMORE, TREICHLER & JOHNSON JR, 1981).

Em determinadas situações específicas, os filtros adaptativos IIR, quando comparados aos filtros adaptativos FIR, apresentam a possibilidade de obtenção de um melhor desempenho para um mesmo número de coeficientes (SHYNK, 1989). Entretanto, sua maior desvantagem é a necessidade de, a cada iteração, fazer-se uma verificação da localização dos pólos para checagem de possível instabilidade do sistema resultante, antes da efetiva atualização dos coeficientes (DINIZ, 2010).

2.5.3 Algoritmos de adaptação

Diversos são os algoritmos de adaptação disponíveis na literatura. Dentre eles, os pertencentes à família de algoritmos do gradiente estocástico, como o algoritmo LMS (*Least Mean Square*), apresentam um excelente conjunto de qualidades.

O algoritmo LMS foi introduzido por WIDROW & HOFF (1960) (HAYKIN, 2002) e suas principais características são a simplicidade, baixa complexidade computacional, capacidade de rastreamento e adequado desempenho em diversos modos de operação (MANOLAKIS, INGLE & KOGON, 2005).

O funcionamento do algoritmo LMS pode ser explicado através da estrutura genérica apresentada anteriormente na Figura 2.9. Um filtro linear de resposta finita ao impulso, cujos coeficientes são representados pelo vetor $\mathbf{w}(n) = [w_1(n), w_2(n), \dots, w_M(n)]^T$, é aplicado ao vetor de entrada $\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)]^T$ composto por amostras passadas do sinal de entrada para gerar uma estimativa $y(n)$ do sinal desejado $d(n)$. O sinal de erro é definido por $e(n) = d(n) - y(n)$. A cada iteração, os coeficientes $w_i(n)$ são ajustados na direção negativa da estimativa do gradiente da função custo, de tal modo que $y(n)$ seja a melhor estimativa de $d(n)$ no sentido quadrático médio.

O algoritmo LMS é completamente definido por uma seqüência de três operações básicas:

1. Filtragem:

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (2.5)$$

2. Determinação do erro de estimação:

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.6)$$

3. Adaptação dos coeficientes:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{x}(n)e(n) \quad (2.7)$$

em que μ , chamado de passo de convergência, é um fator de escala positivo que controla a velocidade de adaptação.

De forma geral, o passo de convergência é definido em função do número de coeficientes do filtro e da correlação e potência do sinal de entrada. Em aplicações em que as características estatísticas do sinal de entrada são variantes no tempo é necessária a utilização de um controlador automático de ganho (CAG) para assegurar a estabilidade. O CAG pode ser evitado através do uso de outro membro da família do gradiente estocástico denominado algoritmo NLMS (*Normalized Least Mean Square*). O NLMS é uma variação do LMS convencional cujo

passo de convergência varia ao longo do tempo de forma inversa à norma quadrática (potência) do vetor de entrada (HAYKIN, 2002):

$$\mu = \frac{\beta}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)} \quad (2.8)$$

Além do algoritmo NLMS também podem ser utilizadas outras estratégias de normalização (GREENBERG, 1998).

2.6 Controle Ativo de Ruído Acústico

Controle ativo de ruído acústico é um método comumente utilizado para o cancelamento de sinais acústicos em uma determinada região do espaço. Seu princípio físico de funcionamento se baseia no cancelamento acústico ocasionado quando duas ondas sonoras de mesma amplitude e frequência, porém em oposição de fase, se sobrepõem no espaço (NELSON & ELLIOTT, 1992). O desenvolvimento do controle ativo de ruído acústico utilizando um microfone e um alto falante para gerar o sinal de cancelamento foi inicialmente proposto por LUEG (1936).

O problema fundamental a ser considerado em sistemas de controle ativo de ruído é a necessidade de alta precisão, estabilidade e confiabilidade, de tal maneira que o sistema seja capaz de produzir um grau considerável de atenuação. Para isso, é desejável que o processamento seja feito digitalmente, ou seja, que os sinais dos transdutores eletroacústicos ou eletromecânicos sejam amostrados e processados através de um processador digital de sinais (DSP – do inglês *Digital Signal Processor*) cuja velocidade e precisão sejam suficientes para realizar as operações matemáticas em tempo real. (KUO & MORGAN, 1996)

KUO e MORGAN (1996) analisaram diversas técnicas de controle aplicadas ao cancelamento ativo de ruído, que podem ser sucintamente classificadas em duas grandes categorias:

- Controle direto (*feedforward*): quando é possível medir o distúrbio sem a influência de fontes secundárias (como, por exemplo, a fonte utilizada para o cancelamento).
- Controle realimentado (*feedback*): quando não há a possibilidade de acesso direto ao sinal de distúrbio.

O controlador direto (*feedforward*) utiliza como sinal de referência um sinal correlacionado ao distúrbio que atua na planta, enquanto o sistema por controle realimentado (*feedback*) utiliza como

referência a resposta medida da própria planta.

No caso de múltiplas fontes de distúrbio, mesmo que periódicas e de possível medição, a utilização de um controlador realimentado é a mais recomendada, já que para a implementação do controlador direto seria necessário que cada um dos sinais perturbadores fosse aplicado ao sistema de forma individualizada, o que acarretaria no aumento do número de canais do controlador e conseqüentemente na necessidade de maior capacidade computacional (ELLIOTT & SUTTON, 1996).

No caso de campos acústicos mais complexos (decorrentes de distúrbios diversos), pode ser utilizada a combinação do controle direto com o controle realimentado, resultando no chamado controle híbrido.

2.7 Processadores Digitais de Sinais

A implementação de um sistema para cancelamento do efeito de oclusão é mais facilmente realizada em um sistema microprocessado. Entende-se por processamento digital de sinais a manipulação de sinais (como luz, som, temperatura, etc.) representados por uma sequência de números, a fim de extrair informações ou realizar alterações em seu conteúdo ou morfologia. Entretanto, o mundo real é constituído preponderantemente por sinais analógicos. Para que se possa fazer uso das facilidades do processamento digital em aplicações associadas a sinais analógicos, é necessário primeiramente que se faça uma conversão entre os dois domínios (GAN & KUO, 2007).

Para que um sinal analógico seja digitalmente representado e possa ser processado, é necessário o uso de um conversor analógico-digital (ADC - do inglês *analog to digital converter*). Após processados, os sinais devem novamente ser convertidos para a forma analógica através de um conversor digital-analógico (DAC - do inglês *digital to analog converter*). A Figura 2.10 ilustra esse processo. Nela, um sinal de voz é captado por um microfone e em seguida submetido ao processo de conversão analógico-digital. Após ser processado o sinal é enviado ao DAC, que o converte novamente para a forma analógica, podendo assim ser reproduzido.

Um processador digital de sinais pode ser entendido como um microprocessador específico para aplicações de processamento digital de sinais (como, por exemplo, sinais de áudio ou vídeo), geralmente em tempo real.

Por se tratar de um dispositivo programável, é necessário o uso de um ambiente integrado de desenvolvimento (IDE - do inglês

Integrated Development Environment). O IDE geralmente é fornecido pelo próprio fabricante do DSP e a grande maioria trabalha com linguagens de programação tais como Assembly, C ou C++.



Figura 2.10 – Exemplo de conversão e processamento de voz através de um processador digital de sinais.

Para o desenvolvimento desse trabalho foi utilizada a placa de processamento de sinais ADSP-BF537 *EZ-KIT Lite* da Analog Devices e o VisualDSP++ IDDE (*Integrated Development and Debugging Environment*) como ambiente de desenvolvimento (Analog Devices, 2008).

2.7.1 Processador *Blackfin*

Os processadores da família ADSP-BF5xx foram desenvolvidos pela Analog Devices e Intel. Possuem uma arquitetura de 16 bits em ponto fixo e são baseados no núcleo MSA (*Micro Signal Architecture*) (Analog Devices, 2008).

O processador ADSP-BF537 possui uma arquitetura que combina instruções RISC (*Reduced Instruction Set Computer*) com instruções de DSP, as quais podem ser usadas em paralelo. Por ser especialmente desenvolvido para aplicações de processamento de sinais (filtragem, controle, etc) possui laços e *buffer* circular em *hardware* e é capaz de realizar duas operações *MAC* (mutiplica-acumula) em paralelo por ciclo de relógio (Analog Devices, 2008).

O processador ADSP-BF537 possui memória interna SRAM, que pode ser usada para instruções ou armazenamento de dados. Possui ainda 64 Mbytes (32M × 16 bits) de SDRAM e 4 Mbytes (2M × 16 bits) de memória *flash*, ambas externas.

O *Blackfin*, ADSP-BF537 *EZ-Kit Lite*, é uma plataforma de desenvolvimento que possui periféricos externos como *codecs* de áudio,

interface para comunicação serial RS232, comunicação USB (*Universal Serial Bus*), *leds* e botões. A plataforma utilizada nesse trabalho (Figura 2.11) pode operar a uma frequência de *clock* de até 600 MHz a uma tensão de 1,45 V.

Os codecs de áudio utilizados são os componentes AD1871 (ADC) (Analog Devices, 2002) e AD1854 (DAC) (Analog Devices, 2000). Ambos podem trabalhar independentemente, a uma taxa de amostragem de 96 kHz ou 48 kHz. Os sinais de *clock* são sincronizados com a taxa de amostragem.

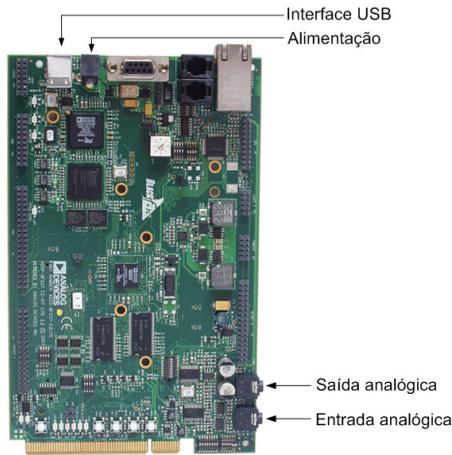


Figura 2.11 – Placa de desenvolvimento ADSP-BF537 *EZ-KIT Lite*. Modificado de Wikipedia (2008).

2.8 Critérios de avaliação do sinal de voz

Em geral, as avaliações realizadas na forma subjetiva são dispendiosas, lentas e exigem infraestrutura adequada e esforços de organização. Assim, é natural a busca por métodos objetivos de avaliação que permitam reduzir a quantidade de testes subjetivos.

Medidas de qualidade podem ser feitas utilizando-se métodos objetivos e subjetivos. Sistemas de processamento de voz de qualidade (como é o caso do sistema de redução do efeito de oclusão em questão) não apenas devem realizar seu intuito original, como também necessariamente devem preservar e/ou melhorar a inteligibilidade e a qualidade da voz (LOIZOU, 2007).

Qualidade refere-se a diversos fatores relacionados ao modo

como o sinal acústico é subjetivamente percebido, por exemplo: natural, rouco, ruidoso, etc. Já a inteligibilidade envolve a compreensão da informação contida, ou seja, do significado das palavras ou expressões ouvidas.

Existem diversos tipos de testes objetivos e subjetivos para medição da qualidade da fala, cada um abordando diversos aspectos relacionados ao conceito de qualidade, no entanto não há registros de testes padronizados para medir o efeito de oclusão (LEE, 2011).

2.8.1 MOS e escalas de resposta

O método de avaliação subjetiva mais utilizado, denominado de MOS (*Mean Opinion Score*) baseia-se no método do julgamento, em que os ouvintes classificam o sinal de acordo com uma escala numérica que varia de 1 a 5 (Tabela 1), onde 5 indica a qualidade “excelente” e 1 indica que o sinal possui uma qualidade “pobre”. A medida de qualidade é feita através da média das notas dadas por todos os ouvintes. As recomendações para realização do teste MOS são definidas no padrão ITU-R BS562-3 (ITU-R, 1990) e incluem algumas definições como número dos sujeitos de teste (entre 10 e 20), duração do teste (máximo de 20 minutos sem intervalo) e escolha dos dispositivos de reprodução do som (os mais indicados são fones de ouvido, pois são robustos à influências do ambiente externo) (LOIZOU, 2007).

Tabela 1 – Escala de classificação MOS.

Classificação	Qualidade da fala	Nível de distorção
5	Excelente	Imperceptível
4	Boa	Perceptível, mas não incômodo
3	Razoável	Perceptível e pouco incômodo
2	Pobre	Incômodo, mas não desagradável
1	Ruim	Muito incômodo e desagradável

Outra forma para avaliação subjetiva de sinais de fala são as escalas de resposta. Dois tipos de escala são comumente utilizadas, as discretas (Figura 2.12) e as contínuas (Figura 2.13).

Nas escalas discretas existem números pré-determinados onde o sujeito assinala um dos níveis, atribuindo assim a sua avaliação ao item em questão, sendo que também é permitido fazer a marcação entre dois níveis.

(perda de pacotes, distorções do canal) e sim das distorções percebidas pelo usuário final (LOIZOU, 2007).

2.8.3 Inclinação espectral ponderada

Estudos psicoacústicos indicam que variações espectrais em sinais de fala, especialmente na posição dos picos, acarretam significativa degradação na qualidade do áudio segundo a percepção humana.

Para identificar tais variações, KLATT (1982) propôs uma medida baseada na ponderação das diferenças entre as inclinações espectrais do sinal em cada banda. A inclinação espectral ponderada (WSS – do inglês *Weighted Spectral Slope*) foi desenvolvida para penalizar rigorosamente diferenças no posicionamento dos picos espectrais (formantes) e ignorar diferenças como *tilt* espectral, nível global, etc.

A métrica ideal leva em consideração a localização dos picos e a insensibilidade à altura relativa dos picos e vales. A proposta do WSS é fazer uma comparação ponderada da inclinação espectral. Em cada frequência a inclinação é comparada ao invés da amplitude. O método é conhecido por possuir características que o aproximam da percepção do sistema auditivo humano.

2.8.4 Medidas baseadas em distância espectral

Em diversos sistemas para melhoramento do sinal de voz, a forma de onda do sinal processado é significativamente diferente do sinal original, embora ambos sejam percebidos pelo sistema auditivo humano de forma muito semelhante. Por esta razão é necessária a utilização de medidas de avaliação que sejam sensíveis preferencialmente à variação na magnitude do espectro do sinal de voz.

Uma das medidas mais utilizadas nesse caso é a distância de Itakura-Sato (IS) (GRAY & MARKEL, 1976; DELLER, HANSEN & PROAKIS, 1993). Esta medida é baseada na diferença entre modelos matemáticos do sinal original e do sinal processado. A distância de Itakura-Sato é obtida a partir dos coeficientes de predição linear de quadros (trechos) dos sinais original e processado. O IS utiliza blocos sincronizados com duração de 16 ms a 32 ms para estimação desses coeficientes. Embora em termos psicoacústicos a diferença global no nível espectral dos sinais possua efeito mínimo sobre a qualidade da

fala, este índice apresenta informação complementar aos demais.

Já o método baseado na distância *cepstral* (CEP) (DELLER, HANSEN & PROAKIS, 1993) quantifica a distância euclidiana ponderada entre os sinais original e processado (através da distância entre os coeficientes de predição linear), fornecendo uma estimativa do erro log-espectral entre os dois sinais. O CEP indica o quanto os dois sinais estão espectralmente distantes, ou seja, o nível de distorção entre os sinais original e processado.

3 SISTEMA DE REDUÇÃO DO EFEITO DE OCLUSÃO

Nesse capítulo é apresentada a proposta de uma arquitetura e estratégia de adaptação para a implementação de um sistema ativo de redução do efeito de oclusão.

3.1 Controle Analógico Fixo

Em MEJIA, DILLON & FISHER (2008) foi proposto um sistema analógico fixo para redução do efeito de oclusão em aparelhos auditivos do tipo ITE. A necessidade de uma estrutura diferenciada da convencional advém do fato de que, como o sinal ocluído (transmitido pelas porções cartilaginosas) não é processado pelo aparelho auditivo, não é possível aumentar a relação sinal-ruído do som entregue ao usuário através de processamento convencional.

A Figura 3.1 apresenta o sistema proposto por MEJIA, DILLON & FISHER (2008), em que é ilustrado o microfone externo, o processamento (G) do aparelho auditivo (compensação em frequência, compressão, etc), o filtro de pré-compensação (C), os filtros (v e w), alto-falante e microfone internos e os tubos que acoplam o sistema ao canal auditivo.

Os filtros v e w tem como objetivo reduzir a intensidade do sinal de oclusão captado pelo microfone interno. Como consequência indesejada, os autores relatam a possibilidade de redução dos sons produzidos pelo aparelho auditivo e, portanto, foi proposta a inclusão de um compensador F . Os filtros v e w são ajustados na etapa de *fitting* do aparelho auditivo, de tal maneira que se consiga a máxima redução do efeito de oclusão, mantendo-se a estabilidade e a qualidade do sinal processado pelo aparelho auditivo. No referido trabalho, o projeto dos filtros v e w foi baseado na teoria convencional de controle linear.

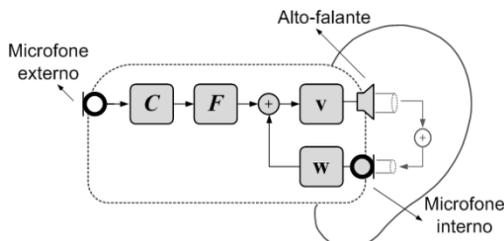


Figura 3.1 – Estrutura de controle proposta por MEJIA, DILLON & FISHER (2008).

O grande problema associado à utilização de controladores fixos são as alterações no posicionamento do molde, realizadas diariamente pelo usuário, podendo resultar em significativa queda de desempenho.

3.2 Estrutura Proposta

Uma possibilidade de abordagem para o problema associado ao uso de um controlador fixo é a utilização de técnicas de controle ativo de ruído. A utilização de uma estratégia de adaptação aplicada aos coeficientes dos filtros \mathbf{v} e \mathbf{w} permitiria o ajuste da malha de controle às variações impostas ao sistema pelo seu uso diário.

A utilização de um microfone posicionado internamente ao canal auditivo permite que estratégias de controle ativo de ruído sejam utilizadas para gerar uma zona de silêncio (em relação ao sinal ocluído) nas imediações do microfone interno. O sinal de erro a ser minimizado nesse sistema é a diferença entre o sinal desejado (captado pelo microfone externo e compensado pelas rotinas convencionais de processamento do aparelho auditivo) e o sinal que efetivamente chega à membrana timpânica do usuário (captado pelo microfone interno). Assumindo-se que o campo acústico no interior do canal não apresenta variações complexas em relação ao campo próximo da membrana timpânica (pelo menos nas frequências abaixo de 2 kHz) (STINSON & DAIGLE, 2007), o efeito de oclusão pode ser reduzido ou mesmo cancelado.

A existência dos filtros \mathbf{v} e \mathbf{w} na estrutura de MEJIA, DILLON & FISHER (2008) permite flexibilidade na alocação dos pólos e zeros necessários para a implementação do sistema de controle. No entanto, em função das limitações computacionais intrínsecas aos processadores de sinais dedicados para aplicações de aparelhos auditivos e do caráter de avaliação preliminar deste trabalho, optou-se pela proposição de um controlador realimentado adaptativo sem a participação do controlador \mathbf{v} , de tal forma que $\mathbf{v} = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ e $\mathbf{w} = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{N-1}(n)]^T$.

A Figura 3.2 apresenta o diagrama em blocos do sistema proposto. Nessa figura, o sinal de excitação do sistema fonador do locutor é representado por $x(t)$, onde t é o tempo contínuo. O bloco de processamento F representa as transformações do sinal gerado pelo sistema fonador e sua captação pelo microfone. O sinal resultante desse processamento mais $\zeta(t)$, que representa os demais sinais acústicos presentes no ambiente, resulta no sinal $u(t)$. O sinal $r(t)$ é o chamado sinal de oclusão, resultante da transmissão da fala do usuário através das

partes ósseas e cartilaginosas, cujo processo de geração, a partir de $x(t)$ é representado pelo sistema H .

O sinal desejado $s(n)$ é o sinal resultante do processamento do aparelho auditivo (realizado pelo sistema G), n é o instante de tempo discreto, $d(n)$ é o sinal aplicado no alto-falante, $m(n)$ é o sinal captado pelo microfone interno ao canal auditivo e $\eta(t)$ é o ruído de medição, considerado independente dos demais sinais.

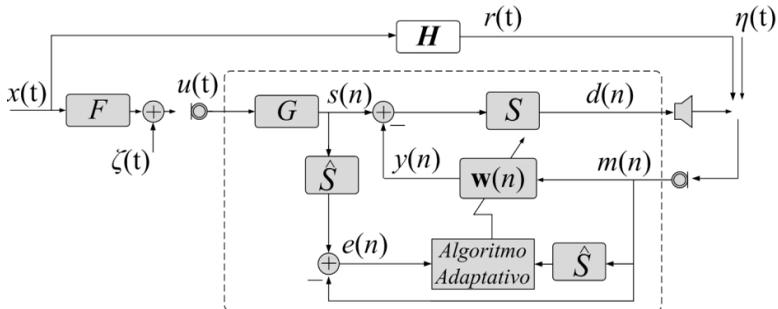


Figura 3.2 – Diagrama em blocos do sistema adaptativo para a redução do efeito de oclusão.

O sinal de cancelamento $y(n)$, na saída do filtro adaptativo de resposta finita ao impulso, é produzido pela operação de filtragem de $\mathbf{w}(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{N-1}(n)]^T$ sobre o sinal do microfone interno, de maneira que $m(n)$ filtrado por $\mathbf{w}(n)$ gere uma estimativa do sinal ocluído $y(n) = \hat{r}(n)$. O sinal de erro $e(n)$ é utilizado para gerar a superfície de desempenho associada à atualização de $\mathbf{w}(n)$. O bloco S representa o caminho direto (composto pelos processos de filtragem referentes à conversão digital-analógica, filtros de reconstrução, pré-amplificador, alto-falante e o caminho acústico entre microfone e alto-falante), enquanto que \hat{S} é a sua estimativa. Por simplificação, assume-se que os processos de filtragem referentes à aquisição e conversão dos sinais acústicos são absorvidos pelos modelos do efeito de oclusão e pelo caminho direto (em decorrência da proximidade entre alto-falante e microfone).

Em geral, os processos de filtragem decorrentes do *hardware* utilizado podem ser compensados internamente através do uso de equalizadores. A influência do canal auditivo sobre o caminho direto é variável (em decorrência do reposicionamento cotidiano do molde e das diferentes articulações necessárias para a fala e mastigação) e, portanto, sua estimação exige um procedimento de identificação associado. Neste trabalho, para fins de estudo, assume-se que o caminho direto, quando

corretamente compensado por um equalizador especialmente projetado para este fim, pode ser aproximado por um atraso Δ (WIDROW & WALACH, 1996). Dessa forma o sistema proposto na Figura 3.2 pode ser aproximado pela Figura 3.3. Caso S seja qualquer, a estratégia de adaptação apresenta uma complexidade computacional mais elevada (KUO & MORGAN, 1996). Espera-se que erros associados à aproximação do caminho direto por um atraso sejam compensados pela adaptação de $w(n)$.

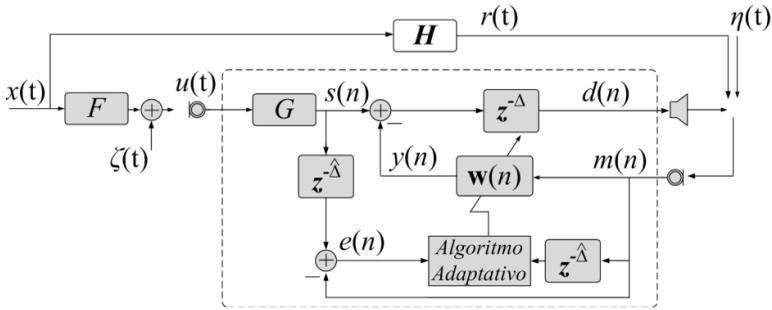


Figura 3.3 – Diagrama em blocos do sistema adaptativo simplificado para a redução do efeito de oclusão.

3.3 Estratégia de Adaptação

A partir do sistema proposto apresentado na Figura 3.3, tem-se o seguinte equacionamento:

$$e(n) = s(n - \hat{\Delta}) - m(n) \quad (3.1)$$

$$m(n) = d(n) + r(n) + \eta(n) \quad (3.2)$$

$$d(n) = s(n - \Delta) - y(n - \Delta) \quad (3.3)$$

$$y(n) = \sum_{j=0}^{N-1} w_j(n) m(n - j) \quad (3.4)$$

Substituindo-se (3.4) em (3.3) e o resultado em (3.2) chega-se em

$$m(n) = -\sum_{j=0}^{N-1} w_j(n-\Delta) m(n-\Delta-j) + s(n-\Delta) + r(n) + \eta(n) \quad (3.5)$$

ou ainda, sob a forma vetorial:

$$m(n) = \boldsymbol{\theta}^T(n) \boldsymbol{\varphi}(n) \quad (3.6)$$

sendo que $\boldsymbol{\theta}(n) = [-w_0(n-\Delta) -w_1(n-\Delta) \dots -w_{N-1}(n-\Delta) 1]^T$ e $\boldsymbol{\varphi}(n) = [m(n-\Delta) m(n-\Delta-1) \dots m(n-\Delta-N+1) z(n)]^T$.

Dessa maneira, temos que $z(n) = s(n-\Delta) + r(n) + \eta(n)$. Assim, a equação (3.5) pode ser representada pelo diagrama em blocos descrito na Figura 3.4.

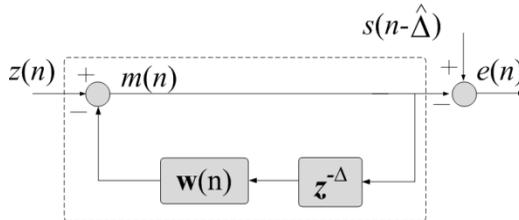


Figura 3.4 – Representação simplificada do processo de cancelamento.

Assumindo-se que o processo de adaptação será lento em relação ao comprimento do filtro $\mathbf{w}(n)$ podemos utilizar a representação aproximada apresentada na Figura 3.5 (RESENDE & BERMUDEZ, 2006).

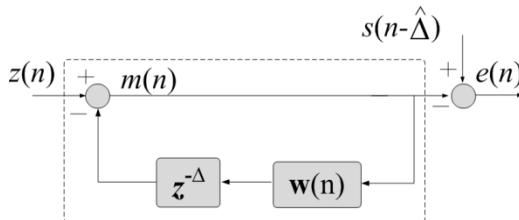


Figura 3.5 – Representação simplificada aproximada do processo de cancelamento proposta por RESENDE & BERMUDEZ (2006).

A partir da equação (3.5) e da Figura 3.5 verifica-se que o sistema pode ser interpretado a partir de um problema de estimação/predição de $s(n-\Delta)$.

A otimização dos coeficientes pode ser tratada do ponto de vista do projeto de um filtro de resposta infinita ao impulso, porém, neste caso, com restrições associadas aos coeficientes disponíveis. É importante levar em consideração que, em decorrência da realimentação, a superfície de desempenho pode apresentar múltiplos mínimos que não sejam necessariamente globais.

3.3.1 Algoritmo SHARF

Diversas estratégias de atualização para filtros adaptativos IIR podem ser encontradas na literatura (DINIZ, 2010). Entretanto, tais filtros podem apresentar mínimos locais (ocasionam lentidão ou mesmo paralisação do processo de adaptação) e regiões de instabilidade, que podem afetar consideravelmente seu desempenho. De forma associada, aparelhos auditivos apresentam elevadas restrições na disponibilidade de recursos computacionais.

Entre os algoritmos de menor custo computacional para atualização de filtros adaptativos FIR encontram-se os métodos baseados no gradiente estocástico como, por exemplo, o LMS. Entretanto, em estruturas com realimentação, o LMS perde muito de seu atrativo em relação ao custo computacional, em decorrência da complexidade necessária para a estimação do gradiente (DINIZ, 2010).

Em FEINTUCH (1976) foi apresentada uma estratégia para adaptação de filtros recursivos que apresenta baixíssimo custo computacional. Uma série de notas técnicas subsequentes (JOHNSON & LARIMORE, 1976; FEINTUCH & BERSHAD, 1977; WIDROW & McCOOL, 1977) contesta a afirmação de que o algoritmo apresentado seria capaz de minimizar o erro quadrático médio em todas as situações. Embora tenha sido derivada heurísticamente, a partir do algoritmo LMS convencional para filtros adaptativos não-recursivos, os resultados práticos obtidos são bastante interessantes. Sua maior limitação, entretanto, é a fragilidade da estabilidade, o que tem limitado sua aplicação em situações práticas, em decorrência da falta de um suporte teórico mais profundo.

Em 1979, Johnson introduziu uma estratégia de adaptação, denominada HARF (*Hyperstable Adaptive Recursive Filter*). Seu funcionamento é baseado no teorema da hiperestabilidade, que assegura que um sistema realimentado não-linear variante no tempo, como o ilustrado pela Figura 3.6, é hiperestável se duas propriedades forem satisfeitas simultaneamente, sejam elas:

- A função transferência $H(z)$ da parte linear é estável e estritamente real positiva (SPR – do inglês *Stable and Strictly Positive*), de tal forma que $Re\{H(z)\} > 0$ para $|z| = 1$.
- A entrada $m(n)$ e a saída $y(n)$ do sistema não-linear variante no tempo obedecem à seguinte equação: $\sum_{k=0}^L y(n)m(n) \geq -\kappa^2$ para $L > 0$.

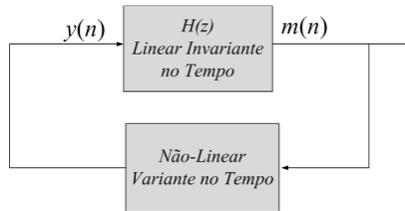


Figura 3.6 – Sistema realimentado não-linear variante no tempo.

Observadas essas restrições, o algoritmo HARF possui propriedade comprovada de convergência. No entanto, apresenta uma alta complexidade computacional quando comparado ao algoritmo LMS convencional para filtros FIR.

O algoritmo SHARF (*Simple Hyperstable Adaptive Recursive Filter*) foi proposto por JOHNSON, LARIMORE, TREICHLER & ANDERSON (1981) como uma simplificação do algoritmo HARF, de forma a permitir a diminuição da complexidade do algoritmo original, mas mantendo suas propriedades desejáveis. Assim como o HARF, o SHARF também é baseado no conceito de hiperestabilidade.

A estrutura do algoritmo SHARF é apresentada na Figura 3.7. Essa estrutura apresenta dois filtros adaptativos (um *feedforward* ($\mathbf{v}(n)$) e um *feedback* ($\mathbf{w}(n)$)) (onde os nomes das variáveis foram escolhidos de forma a compatibilizar com a Figura 3.5) e um filtro de suavização para o sinal de erro, responsável por controlar a estabilidade do sistema e a convergência dos coeficientes.

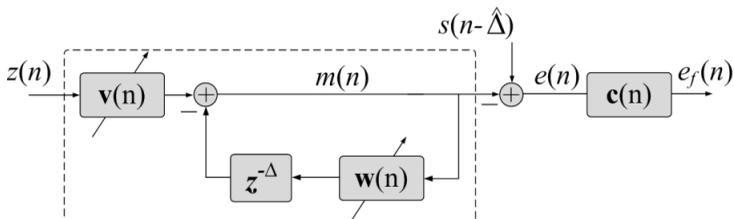


Figura 3.7 – Diagrama em blocos da estrutura do algoritmo SHARF.

A adaptação dos coeficientes realizada pelo algoritmo SHARF é dada por (JOHNSON, LARIMORE, TREICHLER & ANDERSON, 1981):

$$\mathbf{q}(n+1) = \mathbf{q}(n) + \mathbf{\Gamma} e_f(n) \boldsymbol{\phi}(n) \quad (3.7)$$

onde

$$e_f(n) = \sum_{i=0}^P c_i e(n-i) \quad \text{para } c_0 \stackrel{\Delta}{=} 1, \quad (3.8)$$

$\mathbf{q}(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{N-1}(n) \ v_0(n) \ v_1(n) \ \dots \ v_{M-1}(n)]^T$, $\boldsymbol{\phi}(n) = [m(n-1) \ m(n-2) \ \dots \ m(n-N) \ z(n) \ z(n-1) \ \dots \ z(n-M+1)]^T$ e $\mathbf{\Gamma} = \text{diag}(\mu_1 \ \mu_2 \ \dots \ \mu_N \ \rho_1 \ \rho_2 \ \dots \ \rho_N)$.

O SHARF apresenta as seguintes propriedades:

- Caso as constantes de adaptação (μ_i , ρ_i) sejam escolhidas suficientemente pequenas (relativamente à potência dos sinais de erro e de excitação) então o comportamento do algoritmo é assintoticamente convergente (erro decai a zero);
- Caso as constantes de adaptação sejam suficientemente pequenas e a excitação suficientemente persistente então a saída decai para zero com velocidade exponencial;
- O algoritmo não segue uma estratégia de gradiente descendente nos espaços do erro e dos coeficientes;
- A matriz de covariância associada é assimétrica, o que acarreta um comportamento médio descrito por autovalores complexos;
- A escolha dos coeficientes de alisamento do erro (c_i) influencia a matriz de covariância e, portanto, a taxa de convergência e a estabilidade do algoritmo.

Ainda hoje não existem estratégias de projeto para o filtro de alisamento do sinal de erro, o que desestimulou o uso do algoritmo SHARF. Entretanto, diversos experimentos e simulações demonstraram a robustez do algoritmo com relação à escolha parcimoniosa de seus parâmetros.

3.3.2 Controle do ganho de malha

Uma estratégia adicional para aumentar a estabilidade de filtros adaptativos é a utilização de estratégias de polarização dos coeficientes de forma a diminuir o ganho de malha aberta do sistema realimentado.

A estratégia mais utilizada na adaptação de filtros FIR para

controlar a norma do vetor de coeficientes é o algoritmo *Leaky-LMS* (MAYYAS & ABOULNASR, 1997), cuja função custo é dada por

$$J(n) = e^2(n) + \gamma \|\mathbf{w}(n)\|_2 \quad (3.9)$$

resultando em uma equação de atualização dada por

$$\mathbf{w}(n+1) = (1 - \mu\gamma)\mathbf{w}(n) + \mu e(n)\mathbf{z}(n) \quad (3.10)$$

em que γ é o fator de vazamento (*leakage factor*) que tem como função o controle da norma do vetor de coeficientes. Em sistemas realimentados, o correto uso do fator de vazamento pode reduzir o ganho de malha e, por conseguinte, aumentar a margem de ganho sem acarretar significativa perda de desempenho.

3.3.3 Adaptação Proposta

Neste trabalho propõe-se a utilização do algoritmo SHARF para a atualização dos coeficientes do sistema apresentado na Figura 3.3. Para que ocorra a compatibilização das estruturas apresentadas nas subseções anteriores é necessário que:

- $\mathbf{v} = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$;
- o vetor de entrada utilizado na equação de atualização seja sujeito a um atraso de $\hat{\Delta}$ amostras.

Dessa forma, obtém-se um algoritmo de adaptação com a complexidade do algoritmo LMS em filtros FIR associado à possibilidade de hiperestabilidade do algoritmo HARF.

Adicionalmente, de forma a corrigir problemas advindos das considerações realizadas, o controle de ganho de malha será realizado por um parâmetro de vazamento, da mesma forma que o algoritmo *Leaky-LMS* e $\mathbf{c} = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$. Dessa forma a estratégia de atualização utilizada, apresentada na Figura 3.8, apresenta a seguinte equação de atualização:

$$\mathbf{w}(n+1) = (1 - \mu\gamma)\mathbf{w}(n) + \mu e_f(n)\mathbf{m}(n - \Delta) \quad (3.11)$$

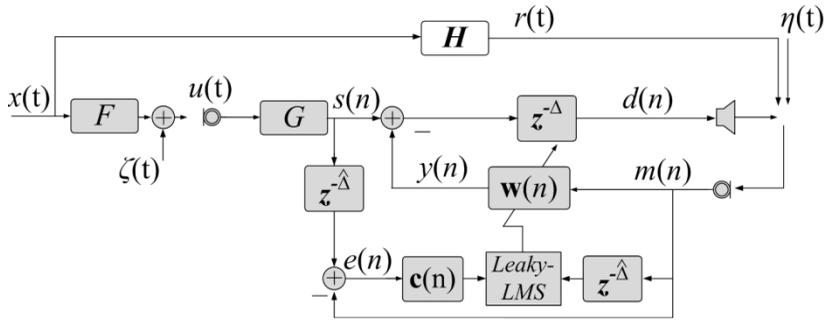


Figura 3.8 – Proposta de sistema adaptativo para redução do efeito de oclusão.

4 IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA

Este capítulo é dividido em duas partes: Aspectos Construtivos e Configuração da Estrutura de Cancelamento.

A primeira parte, referente aos Aspectos Construtivos, apresenta o *hardware* desenvolvido para a implementação do sistema proposto para redução do efeito de oclusão.

Na segunda parte, Configuração da Estrutura de Cancelamento, são apresentados os procedimentos utilizados para identificação e compensação do caminho direto. Em sequência são descritos o processo pelo qual é modelado o efeito de oclusão e os sinais de fala utilizados para avaliação do sistema.

4.1 Aspectos Construtivos

Nesta seção são apresentadas as informações sobre a construção do chamado acoplador, um dispositivo que tem como função emular a cavidade do ouvido de forma a permitir testes preliminares com o sistema de controle do efeito de oclusão. Esses testes permitirão verificar a viabilidade e segurança do dispositivo previamente à sua aplicação em seres humanos. A seguir, são apresentados os elementos necessários para a implementação do sistema de controle, composto por:

- molde;
- pré-amplificador; e
- plataforma de desenvolvimento.

4.1.1 Acoplador

A maneira mais adequada para avaliar o desempenho de um sistema eletrônico de controle é o seu uso em condições artificiais bem definidas, próximas da realidade, permitindo a reprodutibilidade dos experimentos. No caso de aparelhos auditivos podem ser utilizados os chamados acopladores. Um acoplador nada mais é do que uma cavidade cilíndrica com dimensões determinadas e conexões para o microfone e alto falante. O acoplador padrão existe há aproximadamente 50 anos e seu volume de 2 cm³ é baseado em uma aproximação do volume do canal auditivo de uma pessoa adulta (DILLON, 2001).

No acoplador padrão são conectados um alto-falante, semelhante aos utilizados em aparelhos auditivos, e um microfone de meia polegada

em extremidades opostas do cilindro. O alto falante tem a função de emitir o som que originalmente seria enviado ao canal auditivo do usuário pela prótese, enquanto que o microfone atua como a membrana timpânica artificial. Podem também existir aberturas de diferentes diâmetros para o estudo do efeito da ventilação. A Figura 4.1 ilustra um acoplador padrão para testes com aparelhos auditivos.



Figura 4.1 – Acoplador padrão para simulação do canal auditivo.

No caso específico do sistema considerado nesse trabalho, o alto-falante conectado diretamente ao acoplador será utilizado para a aplicação do sinal de oclusão de forma a emular a propagação das vibrações (de fala e mastigação) através do crânio. Na extremidade oposta do cilindro, ao invés de um microfone de meia polegada, será conectado um molde composto por dois microfones e um alto-falante. O alto-falante e um dos microfones ficarão voltados para o interior do acoplador, enquanto que o outro microfone ficará voltado para a parte externa. O microfone externo pode ser usado para captar o som ambiente, enquanto que o alto-falante é utilizado para aplicar o som ambiente externo (processado) e o sinal de cancelamento do efeito de oclusão.

A Figura 4.2 apresenta um diagrama com as dimensões do acoplador, usinado em alumínio, construído nas dependências do Laboratório de Vibrações e Acústica da UFSC.

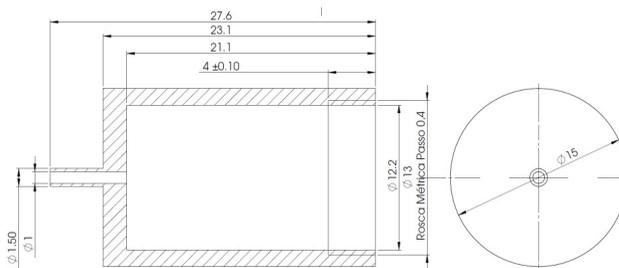


Figura 4.2 – Dimensões do acoplador.

4.1.2 Molde

O principal elemento físico necessário para a implementação do sistema de redução do efeito de oclusão é o molde adaptado à orelha do usuário. A confecção de moldes personalizados apresenta um elevado custo em função da necessidade de um conjunto de dois microfones e um alto-falante para cada usuário (em decorrência de variações nas características – diâmetro, comprimento, anatomia – do canal auditivo para cada pessoa). A utilização de um molde semi-rígido único pode acarretar vazamentos e desconforto em função das diferenças anatômicas de diferentes indivíduos. Optou-se então por utilizar um fone de ouvido do tipo *in ear*, como pode ser visto na Figura 4.3, para substituir o molde usual associado aos aparelhos auditivos ITE.



Figura 4.3 – Fone de ouvido adaptado para os testes de avaliação subjetiva.

No interior do fone (com encaixe de silicone) foi adaptado um microfone de eletreto do tipo EM-24046-000 (Knowles Electronics, 2006a) e um alto-falante do tipo ED-27305-000 (Knowles Electronics, 2006b), específicos para uso em aparelhos auditivos. Este fone será inserido no canal auditivo do voluntário (como também no acoplador) e se ajustará ao ouvido como um aparelho auditivo ITE deixando a cavidade totalmente obstruída (Figura 4.4). Um segundo microfone, também do tipo EM-24046-000 (Knowles Electronics, 2006a), foi acoplado à parte exterior do fone.



Figura 4.4 – Fone de ouvido adaptado inserido no canal auditivo.

A Figura 4.5 apresenta uma ilustração do fone de ouvido adaptado para funcionar como um aparelho auditivo do tipo ITE inserido no canal auditivo. Neste trabalho, por motivos de flexibilidade, o processamento será realizado externamente por um processador digital de sinais específico para sinais de voz e vídeo. Dessa forma, fios externos ao fone de ouvido disponibilizam os sinais dos microfones e alto-falantes para o processador.

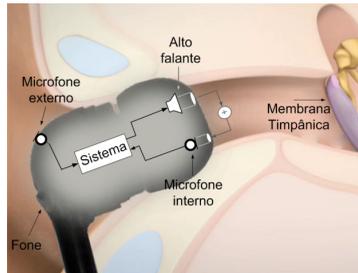


Figura 4.5 – Fone de ouvido adaptado para funcionar como aparelho auditivo com microfone interno.

4.1.3 Pré-Amplificador

Os microfones de eletreto necessitam de pré-amplificação e tensão de alimentação para sua polarização. De forma a compatibilizar seus sinais com as requisições de entrada do conversor analógico-digital associado ao processador de sinais, foi implementado um sistema de condicionamento de quatro canais para amplificação (ANEXO A), *bufferização*, filtragem e ajuste de nível. Medições feitas mostraram que o sinal disponível na saída de cada microfone de eletreto possui uma faixa de excursão de 70 mV e um nível DC de 1,4 V.

Inicialmente, o sinal proveniente do microfone é filtrado por um filtro passivo passa-altas de primeira ordem (resistor-capacitor) com frequência de corte de 0,72 Hz. O objetivo desse filtro é atenuar o componente contínuo do sinal proveniente dos microfones de eletreto. Após a filtragem, o sinal é amplificado por um amplificador não-inversor (TL084CN) com ganho de 11 vezes. Na saída, foi conectado outro filtro passivo passa-altas de primeira ordem, também com frequência de corte de 0,72 Hz.

4.1.4 Plataforma de Desenvolvimento

A plataforma de desenvolvimento utilizada foi a placa de desenvolvimento ADSP-BF537 *EZ-KIT Lite* da Analog Devices. A interface de áudio é programada para operar a uma taxa de 48 kHz. Entretanto, aparelhos auditivos operam comumente a uma taxa de 16 kHz. Essa frequência de amostragem é suficiente para cobrir a faixa de perdas auditivas relacionadas à inteligibilidade da fala. Para isso, foi implementado o processo de decimação do sinal captado pelos microfones. Nos experimentos realizados não foi detectada a necessidade do uso de filtragem *anti-aliasing*.

A Figura 4.6 apresenta como os dispositivos de *hardware* utilizados para o desenvolvimento desse trabalho foram dispostos. Nesta figura é mostrada a plataforma de desenvolvimento escolhida para implementação, o pré-amplificador (responsável pelas conexões entre a placa de desenvolvimento e o fone de ouvido), o fone de ouvido e o acoplador, construídos para esse experimento.

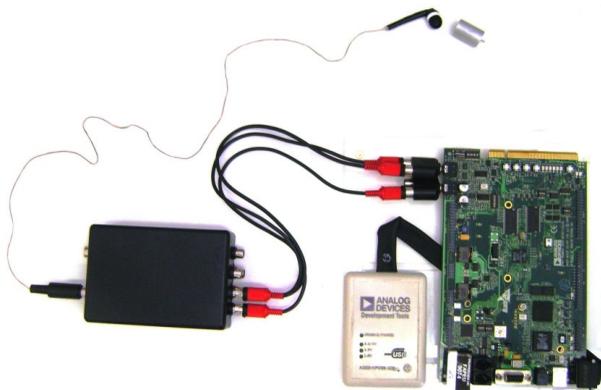


Figura 4.6 – Sistema completo implementado em *hardware*.

4.2 Configuração da Estrutura de Cancelamento

Nesta seção são explicitados os métodos utilizados para identificar e compensar o efeito do caminho direto, além das informações sobre os sinais (sintéticos e reais) e sistemas utilizados nas simulações e experimentos práticos. Finalmente é descrito o processo pelo qual é modelado o efeito de oclusão.

4.2.1 Identificação do Caminho Direto

O caminho direto compreende o caminho percorrido pelo som entre alto-falante e microfone interno, incluindo conversão D/A, filtros de reconstrução, amplificador de potência, alto-falante, microfone, pré-amplificadores e conversão A/D.

A existência de processos de filtragem no caminho direto pode afetar significativamente o desempenho do sistema projetado. Com o objetivo de caracterizar o sistema de aquisição foi implementado um procedimento de identificação adaptativa baseada no algoritmo LMS (HAYKIN, 2002), conforme a Figura 4.10, onde w_{cd} representa as transformações lineares aplicadas ao sinal digital $x(n)$.

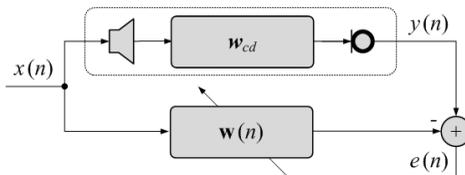


Figura 4.7 – Estrutura adaptativa para identificação do caminho direto.

O processo de identificação foi realizado no sistema molde-acoplador, descrito anteriormente. Para isso, o molde foi conectado ao acoplador de tal maneira que o microfone interno e o alto falante ficassem voltados para a parte interna do acoplador, como mostra a Figura 4.8.

Um sinal aleatório branco Gaussiano $x(n)$ foi enviado pelo alto-falante do molde e captado pelo microfone interno. O erro entre o sinal captado $y(n)$ e o sinal de saída de um filtro adaptativo, sujeito à mesma entrada $x(n)$, foi utilizado para a adaptação segundo o algoritmo LMS.



Figura 4.8 – Fone de ouvido adaptado conectado ao acoplador.

A Figura 4.9 apresenta o resultado do processo de identificação (w_{cd}) para um filtro adaptativo com $N = 100$ coeficientes e passo de convergência $\mu = 0,01$. Verifica-se que a resposta ao impulso apresenta

um atraso de grupo de 22 amostras, ou 1,4 ms.

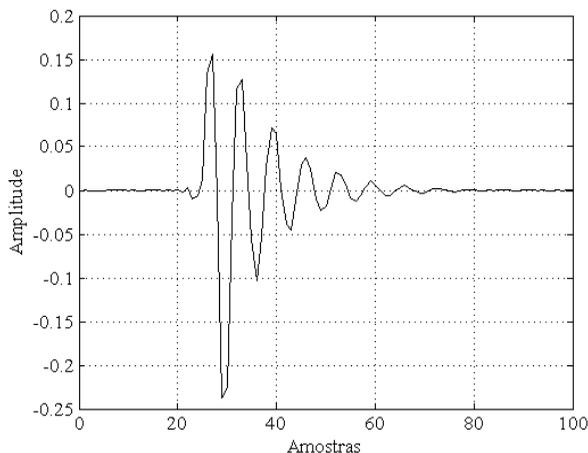


Figura 4.9 – Resposta ao impulso do caminho direto w_{cd} .

Na Figura 4.10 é apresentada a magnitude da resposta em frequência do caminho direto e do alto-falante (obtida em Knowles Electronics (2006b)).

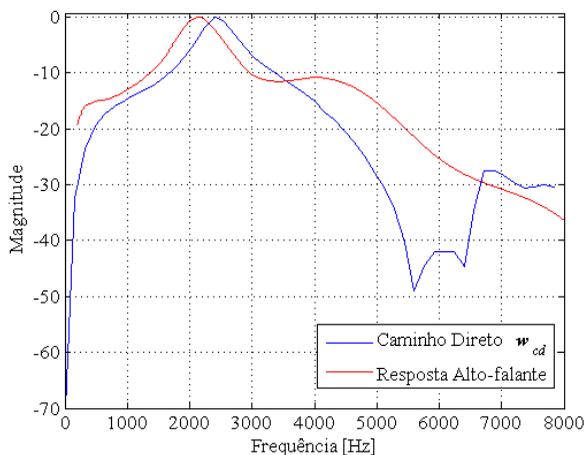


Figura 4.10 – Magnitude da resposta em frequência do caminho direto w_{cd} e do alto-falante. Resposta do alto-falante extraída de Knowles Electronics (2006b).

Ambas as curvas foram normalizadas. É possível notar que o caminho direto apresenta uma atenuação bastante significativa em

baixas frequências até aproximadamente 1 kHz, possuindo uma atenuação de aproximadamente 17 dB³ para frequências em torno de 500 Hz (vizinhança da zona do efeito de oclusão). Essa resposta em frequência é bastante semelhante à resposta em frequência do alto-falante utilizado, o que sugere que o alto-falante seja o fator de maior importância nas operações de filtragem presentes no caminho direto.

Observando-se a Figura 4.10 verifica-se que a influência do alto-falante é preponderante no caminho direto. As variações entre os picos das duas respostas em frequência provavelmente deve-se à variabilidade construtiva do componente.

4.2.2 Compensação do caminho direto

O caminho direto w_{cd} obtido na seção anterior possui significativa influência sobre o desempenho do sistema de redução do efeito de oclusão. Dessa forma, procedeu-se uma estratégia de pré-compensação do caminho direto, conforme a Figura 4.11.

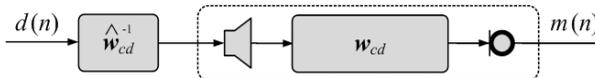


Figura 4.11 – Estrutura para pré-compensação de w_{cd} .

O objetivo da realização do processo de pré-compensação foi fazer com que as transformações realizadas pelo sistema, apresentadas na Figura 4.11 ($\hat{w}_{cd}^{-1} * w_{cd}$), pudessem ser aproximadas por um atraso.

A análise do posicionamento dos pólos e zeros, no plano complexo, da transformada z da resposta ao impulso obtida para o caminho direto $W_{cd}(z)$ indica a impossibilidade de uso do sistema inverso $W_{cd}^{-1}(z)$ para a pré-compensação, visto que $W_{cd}(z)$ possui fase não-mínima, ou seja, possui zeros fora do círculo unitário. Consequentemente, $W_{cd}^{-1}(z)$ seria instável, pois apresentaria pólos fora do círculo unitário, como mostrado na Figura 4.12.

³ A unidade dB nesse trabalho é tratada como $20 \log_{10}(A)$, sendo A referente à amplitude do sinal.

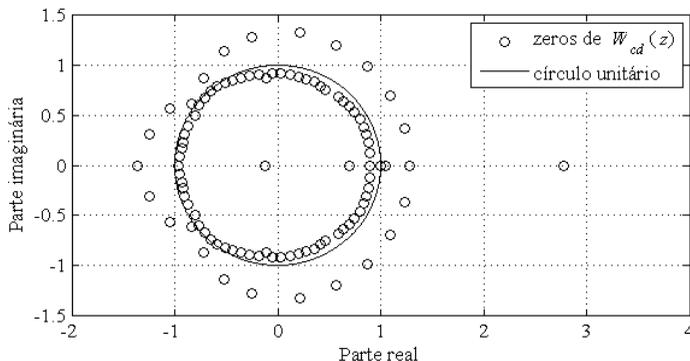


Figura 4.12 – Plano complexo com os zeros de W_{cd} .

Uma possibilidade de estratégia para a obtenção de pseudo-inversas para sistemas de fase não-mínima é o método conhecido como *modelagem inversa adaptativa* (WIDROW & WALACH, 1996) cujo diagrama em blocos é apresentado na Figura 4.13.

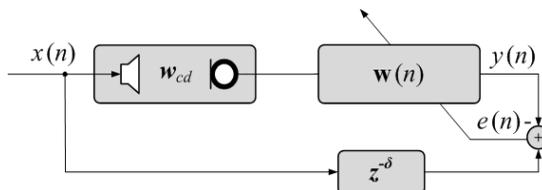


Figura 4.13 – Estrutura para modelagem inversa do caminho direto.

A excitação do sistema $x(n)$ foi realizada com um sinal aleatório branco Gaussiano. Com base na teoria da transformada de Laplace bilateral, a função de transferência instável $W_{cd}^{-1}(z)$ (que se deseja identificar) pode ser expandida em uma forma não-causal e estável e, portanto, o atraso de δ amostras é necessário para a causalidade de $w(n)$ em regime permanente.

Os parâmetros do processo de modelagem inversa foram escolhidos de forma a fazer com que o caminho direto compensado apresentasse um diagrama de magnitude com variações menores do que 3 dB entre 50 e 5000 Hz. Para tanto, foi realizada busca exaustiva no seguinte conjunto de parâmetros $0 \leq \mu \leq 0,1$, com passos de 0,001; $10 \leq N \leq 150$ com passos de 10; e $10 \leq \delta \leq 50$ com passos de 10. O passo de convergência máximo foi escolhido de forma a limitar o erro em excesso. O atraso máximo foi determinado de forma a não exceder

3 ms. O número de coeficientes foi escolhido de forma a incluir todos os coeficientes com amplitudes maiores que 10% do valor do coeficiente máximo.

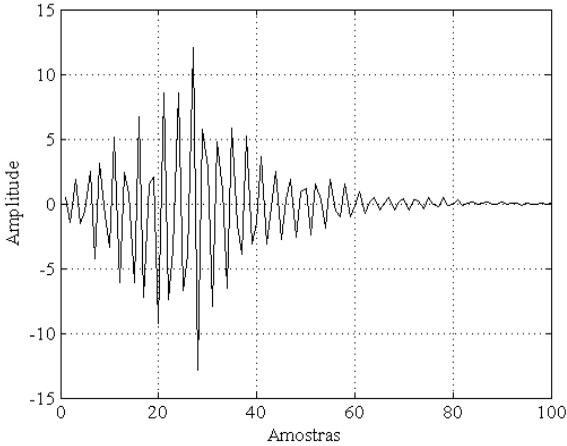


Figura 4.14 – Resposta ao impulso do caminho inverso $\hat{\mathbf{w}}_{cd}^{-1}$.

A resposta do filtro adaptativo ($\hat{\mathbf{w}}_{cd}^{-1}$) obtida em regime permanente é apresentada na Figura 4.14. Na Figura 4.15 é apresentada a magnitude da resposta em frequência de $\hat{\mathbf{w}}_{cd}^{-1}$.

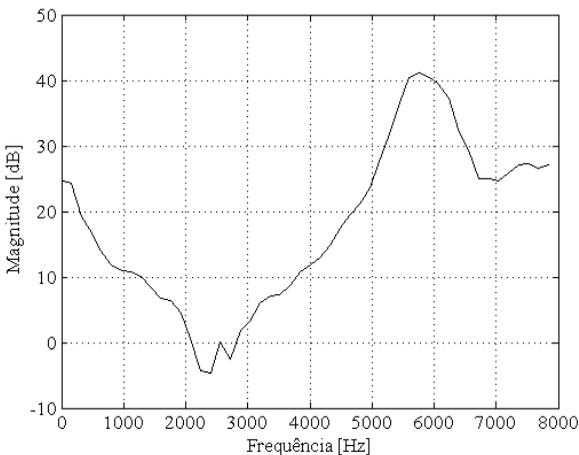


Figura 4.15 – Magnitude da resposta em frequência do caminho inverso \mathbf{w}_{cd}^{-1} .

A Figura 4.16 apresenta a magnitude da resposta em frequência para o caminho direto e sua inversa. No mesmo gráfico é apresentada a resposta resultante da convolução entre as duas. É possível notar que o sistema não é totalmente compensado em decorrência da resposta do caminho direto não ser de fase mínima, mas foi possível compensar consideravelmente o caminho direto resultante.

O procedimento de compensação do caminho direto resultou em uma resposta de magnitude aproximadamente plana entre 280 e 5000 Hz. Apesar dos esforços, variações de até 4 dBs na magnitude foram encontradas na faixa de 2000 a 3000 Hz. Apesar de não ter atingido o objetivo inicial, abaixo de 280 Hz a atenuação do caminho direto original foi significativamente compensada, conforme pode ser visto na Figura 4.16.

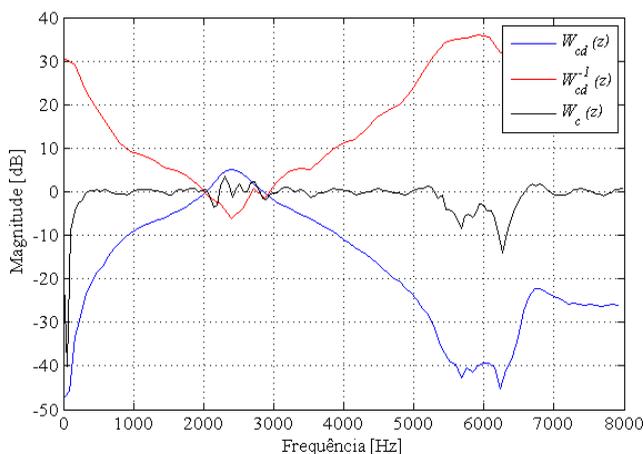


Figura 4.16 – Resposta em frequência do caminhos direto, de sua inversa e do resultado da compensação.

4.2.3 Modelagem do efeito de oclusão

De forma a possibilitar a análise do desempenho do algoritmo proposto em condições controladas junto ao acoplador apresentado anteriormente, há a necessidade de modelar o efeito de oclusão de forma a permitir sua reprodutibilidade para diferentes sinais de fala. Para tanto, foi construído um molde de silicone, sem abertura de ventilação, especialmente escolhido de forma a permitir a máxima adaptação a um determinado voluntário.

Nesse molde foram adaptados dois microfones próprios para

aparelhos auditivos (tipo EM-2406-000, *Knowles Electronics*), um instalado na parte externa e outro na parte interna do canal auditivo. Um indivíduo sem queixas relativas a perdas auditivas, utilizando o referido molde, foi posicionado no interior de uma câmara semi-anecóica de 125 m³ (volume livre), e a seguir solicitado a realizar a locução do fonema /u/. Essa vogal, em específico, apresenta maior incidência do efeito de oclusão, pois sua formante aproxima-se de 300 Hz.

Um gravador profissional de dois canais (*MicroTrack-II 2496, M-Audio*), configurado para uma frequência de amostragem de 48 kHz, foi utilizado para adquirir e armazenar os sinais captados simultaneamente por ambos microfones.

Utilizou-se o procedimento convencional de identificação adaptativa, baseado no algoritmo NLMS (HAYKIN, 2002), para estimação da resposta ao impulso do efeito de oclusão. O sinal desejado correspondeu ao sinal do microfone interno e o sinal de referência ao sinal do microfone externo. Verificada a convergência, os coeficientes do filtro adaptativo apresentaram a resposta em frequência apresentada na Figura 4.17.

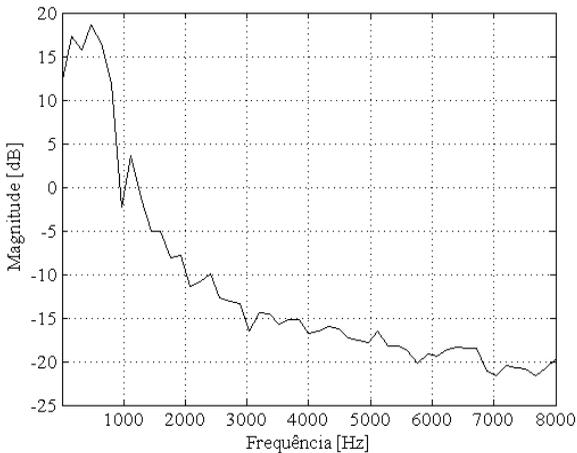


Figura 4.17 – Resposta em frequência de um sistema emulador do efeito de oclusão (H).

É possível notar o comportamento passa-baixas, como esperado, com sobrepico em 400 Hz, contemplando toda a faixa de frequência responsável pelo efeito de oclusão. Diferentes sinais de voz processados pela resposta ao impulso do sistema identificado apresentaram o efeito “voz em barril”, simulando de maneira apropriada o efeito de oclusão.

4.2.4 Sinais de Voz

Os sinais de voz utilizados foram de três tipos

- Sentenças diversas extraídas de um banco de dados de sinais de voz (ALCAIM, SOLEWICZ & MORAES, 1992);
- Sinais sintéticos gerados a partir do programa *toolbox formant synthesizer* (CHILDERS, 2000) baseado no modelo de produção (pulso glotal) apresentado na Figura 4.18;
- Sinais de voz produzidos pelo usuário do molde.

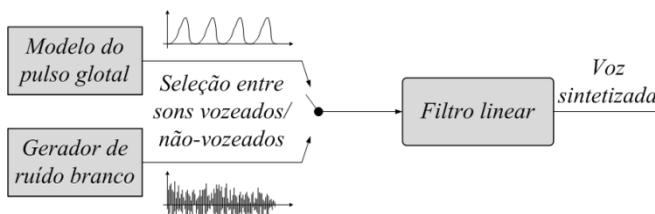


Figura 4.18 – Diagrama em blocos do sistema de sintetização de formantes

O sinal produzido a partir do modelo de pulso glotal, descrito na Figura 4.18, é apresentado na Figura 4.19.

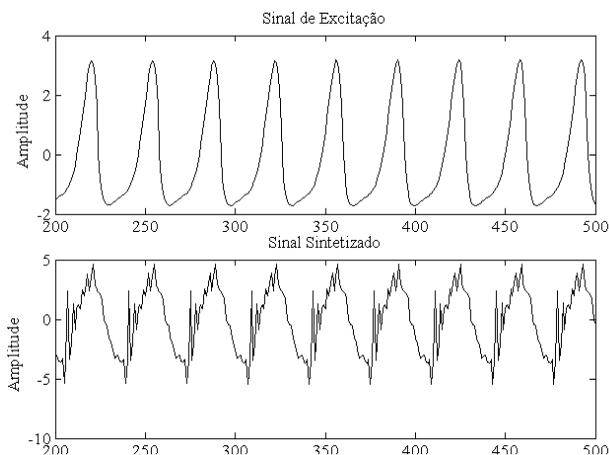


Figura 4.19 – Forma de onda da excitação para som vozeado e sinal sintetizado

Como resultado, o sinal produzido apresenta uma frequência fundamental aproximada de 300 Hz como pode ser visto na Figura 4.20. Para todos os sinais, uma taxa de amostragem de 16 kHz foi utilizada.

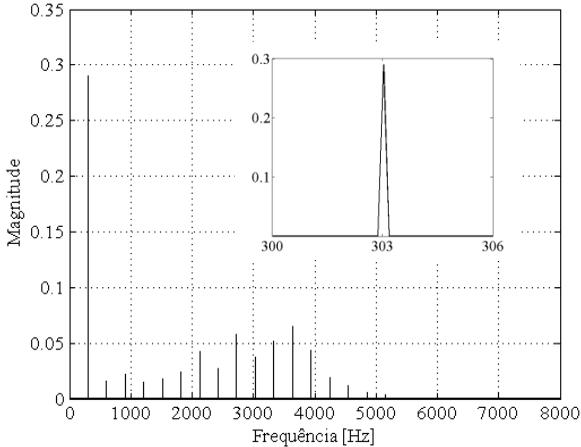


Figura 4.20 – Sinal Sintético com pico em 303 Hz

A utilização do sinal sintético, com características estacionárias, visa simplificar a representação e reprodutibilidade dos sinais de fala para uma melhor visualização do transitório do sistema de redução do efeito de oclusão, já que no caso de sinais não-estacionários os coeficientes do filtro variam constantemente em busca da solução ótima para o sistema.

5 AVALIAÇÃO DO SISTEMA

Inicialmente, neste capítulo serão apresentados os aspectos éticos que nortearam este trabalho. Em seguida são apresentadas simulações e experimentos, com a finalidade de verificação do desempenho da estrutura de controle proposta, além de simulações e experimentos reais para sinais senoidais, sinais de voz sintéticos, locuções de vogais e frases reais. Os experimentos práticos foram realizados no acoplador como também em indivíduos sem queixas de problemas de audição. A determinação dos parâmetros ótimos da estrutura proposta foi exaustivamente procurada e os parâmetros ótimos, empiricamente determinados, foram utilizados.

Em todos os experimentos o processamento G , realizado pelo aparelho auditivo, foi considerado como a composição de um fator de amplificação simples e um atraso, de tal forma que $s(n) = g \cdot u(n - \alpha)$. Os valores escolhidos foram $g = 1$ e $\alpha = 32$, resultando em um atraso de 2 ms. Este atraso somado ao atraso de grupo associado ao caminho direto parcialmente compensado (3 ms) resulta em um atraso de propagação global de 5 ms. O máximo atraso de processamento tolerável em um aparelho auditivo é de aproximadamente 8 a 10 ms (CHUNG, 2004).

Para evitar a necessidade de um controlador automático de ganho, a equação de adaptação utilizou um passo de convergência normalizado

($\mu = \frac{\beta}{\mathbf{m}^T(n)\mathbf{m}(n)}$). A frequência de amostragem utilizada para todos os experimentos foi 16 kHz.

5.1 Aspectos Éticos

A participação de voluntários nos experimentos realizados seguiu a Resolução nº 196/96, do CNS, que dispõe sobre diretrizes e normas regulamentares da pesquisa envolvendo a participação de seres humanos, especialmente, no que se refere ao Termo de Consentimento Livre e Esclarecido (TCLE).

Para a realização deste trabalho foi requerida autorização ao coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e ao Diretor Geral do Hospital Universitário da Universidade Federal de Santa Catarina. O uso dos moldes e aplicação de questionários somente foram efetuados após o consentimento dos indivíduos envolvidos na participação da pesquisa, através da assinatura do Termo de

Consentimento Esclarecido (ANEXO B), que assegura o anonimato dos participantes, bem como lhes proporciona a liberdade de não participar ou de desistir da pesquisa a qualquer momento.

A pesquisa foi aprovada pelo Comitê de Ética em Pesquisas em Seres Humanos (CEPSH) da Universidade Federal de Santa Catarina (ANEXO C), em 28 de novembro de 2011, sob o número do processo 2358 e FR476756.

5.2 Simulações Computacionais

Esta seção apresenta resultados de simulações utilizando sinais sintéticos e sinais de voz com o intuito de demonstrar a viabilidade e a funcionalidade da arquitetura proposta.

A literatura associada a sistemas de filtragem e controle adaptativo alerta para o fato de que a existência de processos de filtragem no caminho direto (alto-falante-microfone) acarreta perda de desempenho ao processo de cancelamento caso estes processos de filtragem não sejam completamente compensados (o que é o caso neste trabalho). Por tal motivo, serão apresentadas simulações considerando-se o caminho direto completamente compensado (representado por um atraso de grupo simples), como também parcialmente compensado (conforme o resultado obtido na seção 4.2.2).

O efeito de oclusão foi produzido a partir da filtragem dos sinais de excitação pelo sistema obtido na Seção 4.2.3 e as simulações foram realizadas em ponto flutuante no aplicativo Matlab.

5.2.1 Sinais Senoidais

Nesta seção são apresentados exemplos de simulação com sinais senoidais para compensação parcial e total do caminho direto, a fim de verificar-se o a influência do caminho direto e prever o comportamento do sistema quando implementado em situações reais de uso.

5.2.1.1 Sinais Senoidais e Caminho Direto Completamente Compensado

Nesta simulação o caminho direto completamente compensado é representado por um atraso ideal com $\Delta = 1$. Essa situação caracteriza o caso mais simples e dessa forma é esperado o melhor desempenho do sistema de controle. Para esse experimento foi considerada a

inexistência de ruído aditivo e de sinal sonoro externo, de tal forma que $\eta(n) = 0$, $\zeta(n) = 0$ e $\mathbf{F} = [0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$. Dessa forma, a solução ótima para o problema é que o sinal captado pelo microfone de erro seja $m(n) = 0$.

Inicialmente foram utilizados, individualmente, como sinais de excitação quatro sinais senoidais com frequências fundamentais de 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz e 4 kHz.

Os parâmetros de configuração do controlador, apresentados na Tabela 2, foram determinados a partir de simulações nas seguintes faixas: $0 \leq \beta \leq 0,1$, com passos de 0,01; $\gamma \geq 0$; $50 \leq N \leq 200$ com passos de 50. O passo de convergência utilizou como limite superior o valor de 10% do passo associado à velocidade máxima de convergência que o algoritmo NLMS apresentaria caso não houvesse realimentação e fator de vazamento, de forma a limitar o erro em excesso, assegurado um tempo máximo de convergência de 2 segundos. O fator de vazamento foi determinado como o menor valor que possibilitasse convergência dos coeficientes. O número de coeficientes foi limitado em função da complexidade computacional máxima permitida.

Tabela 2 – Parâmetros do controlador para simulação com sinal senoidal e caminho direto completamente compensado ($\Delta = 1$).

Parâmetro	Valor
Atraso de Processamento Estimado ($\hat{\Delta}$)	1
Passo de Adaptação (β)	0,1
Fator <i>Leaky</i> (γ)	0,005
Número de Coeficientes (N)	100

A Figura 5.1 apresenta a evolução da norma do vetor de coeficientes $\mathbf{w}^T(n)\mathbf{w}(n)$ para os quatro sinais senoidais. Cada sinal senoidal foi aplicado separadamente em quatro experimentos diferentes. Em todos, a convergência dos coeficientes foi obtida em cerca de 2 segundos. O tempo de convergência do filtro adaptativo foi definido como o tempo necessário para a norma dos coeficientes alcançar e permanecer na janela de $\pm 5\%$ em torno do valor médio da norma em regime permanente.

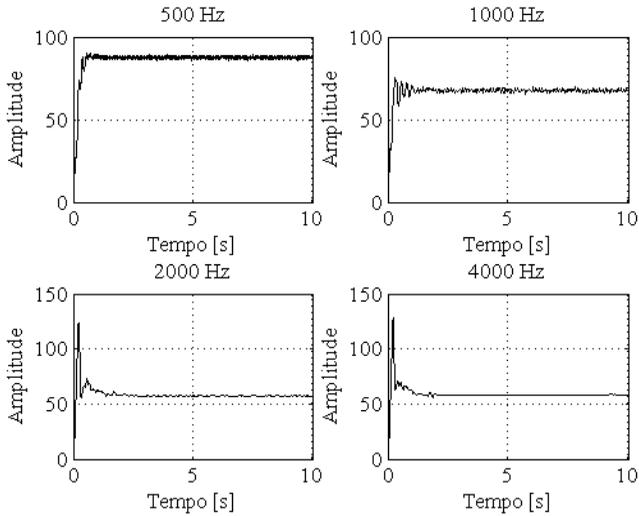


Figura 5.1 – Evolução da norma do vetor de coeficientes do filtro adaptativo $\mathbf{w}^T(n)\mathbf{w}(n)$.

Na Tabela 3 são apresentados os valores de potência no microfone de erro, onde é possível verificar uma atenuação maior que 30 dB para cada uma das frequências analisadas.

Tabela 3 – Atenuação obtida pelo sistema proposto em regime permanente.

Frequência do sinal	Atenuação (dB)
500 Hz	34,5
1000 Hz	32,9
2000 Hz	32
4000 Hz	32,1

A Figura 5.2 apresenta os sinais $m(n)$ do presente experimento no domínio tempo para uma melhor idéia do desempenho do sistema.

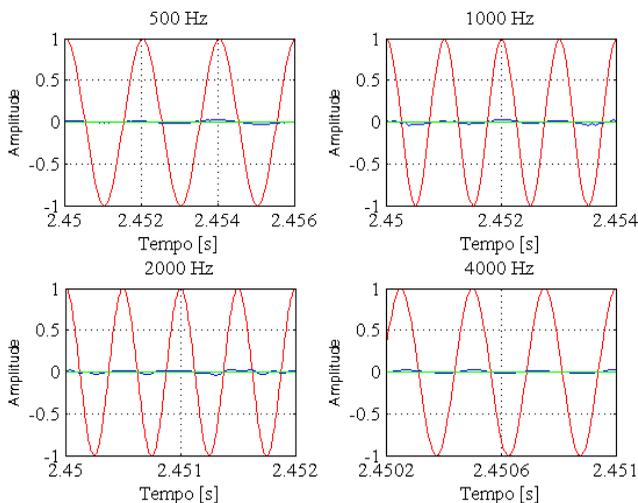


Figura 5.2 – Sinais processados pelo sistema proposto utilizando caminho direto completamente compensado ($\Delta = 1$). Sinal sem cancelador (vermelho), sinal com cancelador (azul) e sinal desejado (verde).

5.2.1.2 Sinais Senoidais e Caminho Direto Parcialmente Compensado

Aqui são apresentadas simulações assumindo-se o efeito da compensação parcial do caminho direto ($w_{cd} * \hat{w}_{cd}^{-1}$) e sinais de amplitude semelhante às utilizadas no experimentos realizados na Seção 5.3. Cada sinal senoidal foi aplicado separadamente em quatro experimentos diferentes. Em todos, a convergência dos coeficientes foi obtida em cerca de 2 segundos, assim como na simulação apresentada na seção 5.2.1.1. O tempo de convergência do filtro adaptativo foi definido como o tempo necessário para a norma dos coeficientes alcançar e permanecer na janela de $\pm 5\%$ em torno do valor médio da norma em regime permanente.

A configuração dos parâmetros utilizada para a simulação é apresentada na Tabela 4, e foi definida da mesma maneira feita para a simulação considerando o caminho direto completamente compensado.

Na Tabela 5 são apresentados os valores de atenuação alcançados pelo sistema para cada uma das frequências testadas. Os valores obtidos, em média 7 dB, apresentaram uma queda no desempenho de aproximadamente 23 dB com relação à simulação assumindo a compensação completa do caminho direto.

Tabela 4 – Parâmetros do controlador para simulação com sinal senoidal e caminho direto parcialmente compensado.

Parâmetro	Valor
Atraso de Processamento Estimado ($\hat{\Delta}$)	50
Passo de Adaptação (β)	0,01
Fator <i>Leaky</i> (γ)	0,4
Número de Coeficientes (N)	200

Tabela 5 – Atenuação obtida pelo sistema proposto para compensação parcial do caminho direto, em regime permanente.

Frequência do sinal	Atenuação (dB)
500 Hz	7,4
1000 Hz	6,9
2000 Hz	7,6
4000 Hz	6,8

A Figura 5.3 apresenta os sinais $m(n)$ do presente experimento no domínio tempo para uma melhor idéia do desempenho do sistema.

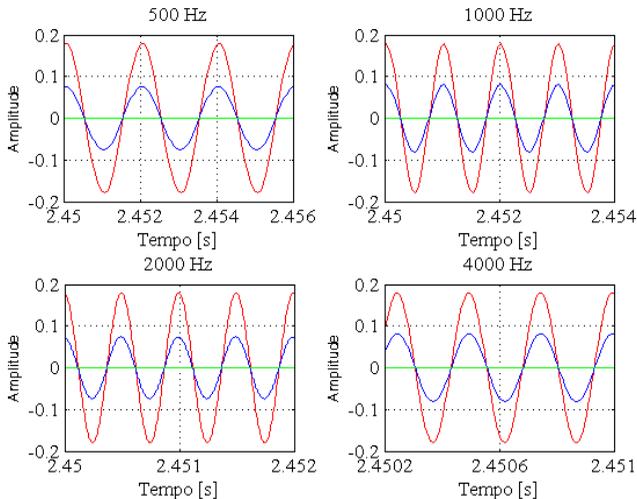


Figura 5.3 – Sinais processados pelo sistema proposto utilizando caminho direto parcialmente compensado. Sinal sem cancelador (vermelho), sinal com cancelador (azul) e sinal desejado (verde).

5.2.2 Sinais Sintéticos

Nessa seção foi utilizado como sinal de excitação o sinal sintético descrito na Seção 4.7 (CHILDERS, 2000). O ruído aditivo $\eta(n)$ é nulo.

5.2.2.1 Sinais Sintéticos e Caminho Direto Completamente Compensado

Nesta simulação é considerado que o caminho direto é completamente compensado, sendo representado, portanto, por um atraso de uma amostra. A configuração do controlador é apresentada na Tabela 6. Os parâmetros utilizados foram obtidos através de busca exaustiva, seguindo o mesmo método das seções anteriores.

A convergência da norma dos coeficientes do filtro $\mathbf{w}^T(n)\mathbf{w}(n)$, para uma realização do processo adaptativo, foi obtida após cerca de 1,5 segundos, como pode ser visto na Figura 5.4.

Tabela 6 – Parâmetros do controlador para simulação com sinal sintético e caminho direto completamente compensado ($\Delta = 1$).

Parâmetro	Valor
Atraso de Processamento Estimado ($\hat{\Delta}$)	1
Passo de Adaptação (β)	0,01
Fator <i>Leaky</i> (γ)	0,005
Número de Coeficientes (N)	100

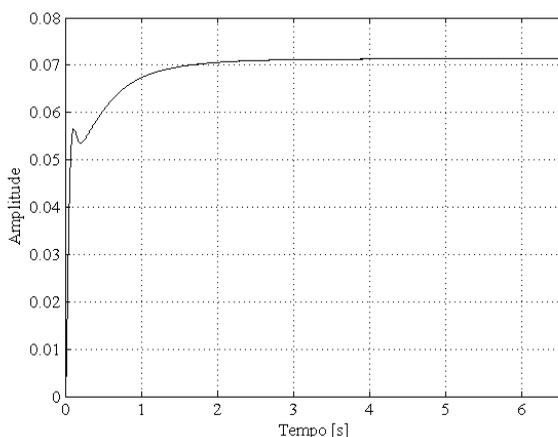


Figura 5.4 – Evolução média da norma do vetor de coeficientes do filtro adaptativo $E\{\mathbf{w}^T(n)\mathbf{w}(n)\}$.

A Figura 5.5 apresenta a evolução de $E\{[s(n-\Delta)-m(n)]^2\}$ (erro quadrático médio entre o sinal desejado $s(n-\Delta)$ e o sinal no interior do canal auditivo), para o cancelador ligado e desligado (protótipo em funcionamento, porém com sistema de redução de ruído desligado $y(n) = 0$). Foi utilizada a promediação de 500 realizações para a análise do comportamento médio do sistema. No detalhe é possível verificar o primeiro segundo de evolução do erro, em que a estrutura sob análise reduz o efeito de oclusão em aproximadamente 9 dB.

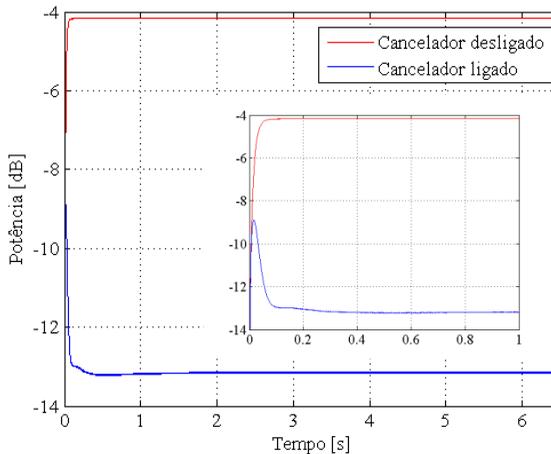


Figura 5.5 – Evolução de $E\{[s(n-\Delta)-m(n)]^2\}$ para um sinal sintético de excitação. Sinal sem cancelador (vermelho) e com cancelador (azul).

Na Figura 5.6 são apresentados os sinais no domínio tempo, de uma realização, após a convergência do controlador. Comparativamente ao caso de um sinal de excitação senoidal (com caminho direto completamente compensado), o sistema proposto apresenta degradação de desempenho para o caso de sinais sintéticos de conteúdo mais complexo. Uma parcela desta perda de desempenho deve-se à parcela de baixa correlação do sinal de excitação.

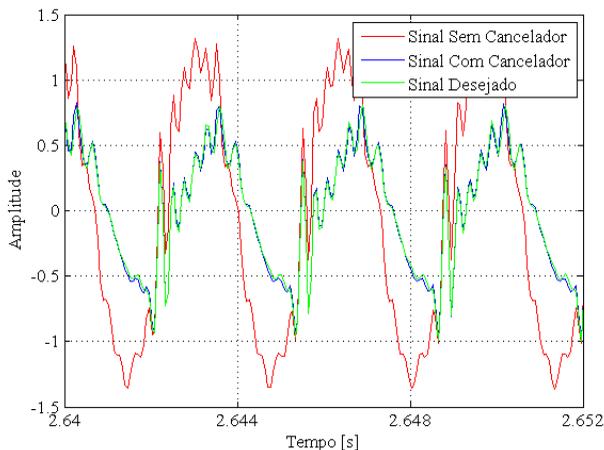


Figura 5.6 – Sinais sintéticos no domínio tempo processados pelo sistema de cancelamento assumindo um caminho direto completamente compensado.

5.2.2.2 Sinais Sintéticos e Caminho Direto Parcialmente Compensado

Nesta seção são apresentadas simulações incluindo o efeito da compensação parcial do caminho direto ($\mathbf{w}_{cd} * \hat{\mathbf{w}}_{cd}^{-1}$) e sinais de amplitude semelhante às utilizadas no experimento realizado na Seção 5.2.2.1. A configuração utilizada para a simulação é apresentada na Tabela 7. Os parâmetros utilizados foram obtidos através de busca exaustiva, seguindo o mesmo método das seções anteriores.

Tabela 7 – Parâmetros do controlador para simulação com sinal sintético e caminho direto parcialmente compensado.

Parâmetro	Valor
Atraso de Processamento Estimado ($\hat{\Delta}$)	1
Passo de Adaptação (β)	0,01
Fator <i>Leaky</i> (γ)	0,03
Número de Coeficientes (N)	100

A convergência da norma dos coeficientes do filtro $\mathbf{w}^T(n)\mathbf{w}(n)$, para uma realização do processo adaptativo, foi obtida após cerca de 1 segundo, como pode ser visto na Figura 5.7.

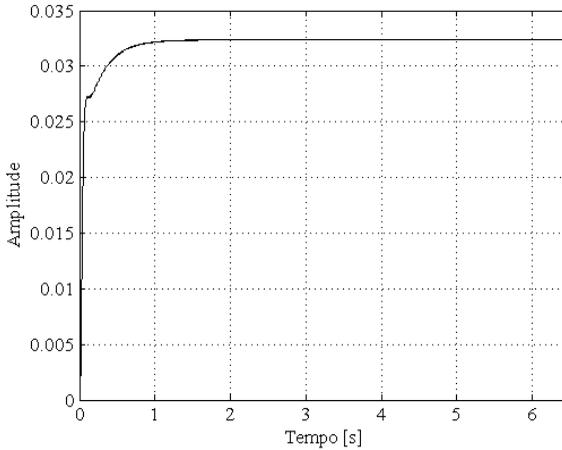


Figura 5.7 – Evolução média da norma do vetor de coeficientes do filtro adaptativo $E\{\mathbf{w}^T(n)\mathbf{w}(n)\}$.

A Figura 5.8 apresenta a evolução da potência de $E\{[s(n-\Delta)-m(n)]^2\}$ (erro quadrático médio entre o sinal desejado $s(n-\Delta)$ e o sinal no interior do canal auditivo), para o cancelador ligado e desligado (protótipo em funcionamento, porém com sistema de redução de ruído desligado $y(n) = 0$).

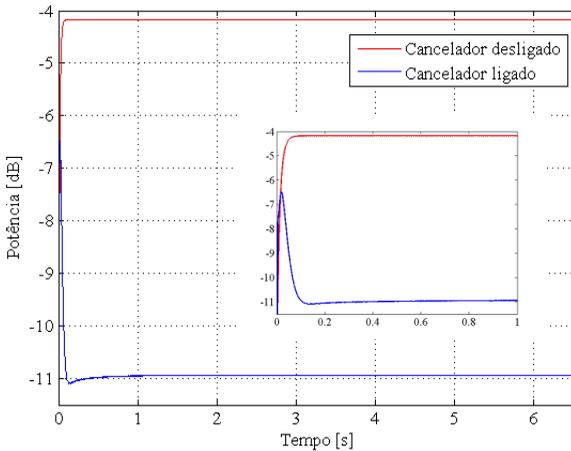


Figura 5.8 – Evolução de $E\{[s(n-\Delta)-m(n)]^2\}$ para um sinal sintético de excitação e compensação parcial do caminho direto.

Foi utilizada a promediação de 500 realizações. No detalhe é

possível verificar o primeiro segundo de evolução do erro, em que a estrutura sob análise reduz o efeito de oclusão em aproximadamente 6,7 dB. A queda no desempenho do sistema, em relação à seção anterior, deve-se exclusivamente à compensação parcial do caminho direto.

Na Figura 5.9 são apresentados os sinais no domínio tempo, de uma realização, após a convergência do controlador. Nota-se a significativa influência do caminho direto sobre o desempenho do filtro adaptativo.

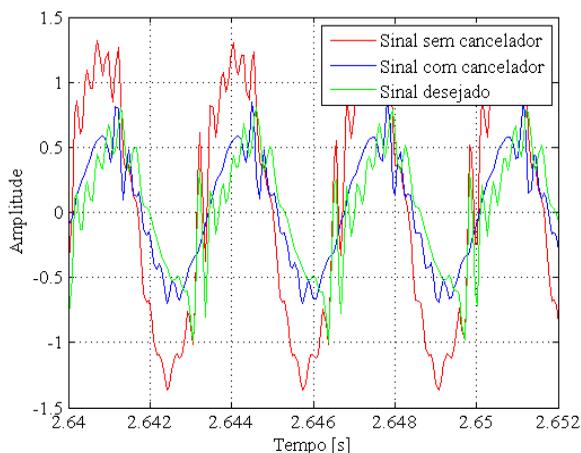


Figura 5.9 – Sinais sintéticos no domínio tempo processados pelo sistema de cancelamento com compensação parcial do caminho direto.

5.2.3 Sinais de Voz

Nesta seção são apresentados resultados simulados com sinais reais de voz, de um indivíduo de 26 anos do sexo masculino. Sentenças foneticamente balanceadas foram extraídas do trabalho de (ALCAIM, SOLEWICZ & MORAES, 1992).

O termo foneticamente balanceado, neste caso, significa que a lista de frases gerada tem uma distribuição fonética similar àquela encontrada na fala espontânea.

Para uma maior abrangência das variações fonéticas do sinal de voz, foram utilizadas diversas frases concatenadas, totalizando assim um sinal com 51 segundos de duração e amostrado a uma taxa de 16 kHz.

As frases utilizadas foram:

- *Hoje sob a influência capitalista-consumista dos Estados*

Unidos;

- *Cada ilha possui seus diferentes pratos típicos;*
- *O Príncipe do Egito estreou em segundo lugar na semana passada;*
- *Também haverá uma modificação no Ministério de Minas e Energia;*
- *A autora insurgia-se contra as explicações puramente políticas sobre a abolição;*
- *O atacante do Cruzeiro afirmou que considerou correta a liberação da bagagem;*
- *Montreal tem uma cidade subterrânea, com mais de trinta e dois quilômetros de extensão;*
- *Sua arquiinimiga é a babá Laurie Strobe;*
- *Não fazê-lo significa prolongar o período de crescimento insatisfatório;*
- *O turista não paga nada para visitar o lugar;*
- *O valor do negócio não foi revelado.*

As seguintes simulações têm como objetivo verificar o desempenho do sistema quando sujeito a sinais não-estacionários.

5.2.3.1 Sinais de Voz e Caminho Direto Completamente Compensado

Nesta seção considera-se que o caminho direto é representado por um atraso puro de uma amostra. A configuração do controlador é apresentada na Tabela 8. Os parâmetros utilizados foram obtidos através de busca exaustiva, seguindo o mesmo método das seções anteriores.

Tabela 8 – Parâmetros do algoritmo para simulação com sinal de voz e caminho direto completamente compensado ($\Delta = 1$).

Parâmetro	Valor
Atraso de Processamento Estimado ($\hat{\Delta}$)	50
Passo de Adaptação (β)	0,01
Fator <i>Leaky</i> (γ)	0,03
Número de Coeficientes (N)	100

A Figura 5.10 apresenta a evolução de $[s(n-\Delta)-m(n)]^2$ (o erro quadrático entre o sinal desejado $s(n-\Delta)$ e o sinal no interior do canal

auditivo), para o cancelador ligado e desligado (protótipo em funcionamento, porém com sistema de redução de ruído desligado $y(n) = 0$). Nesta situação, verifica-se que foi obtida uma atenuação de cerca de 9,4 dB.

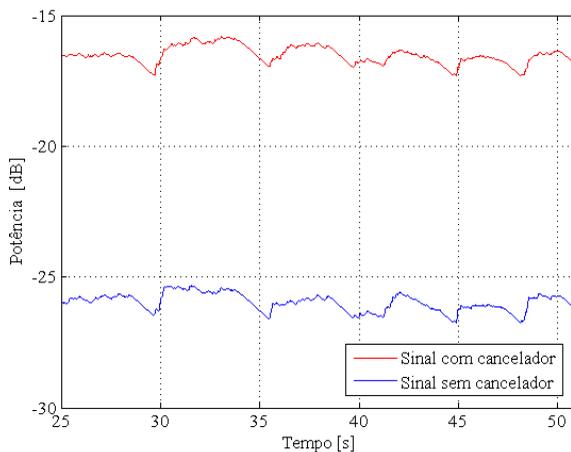


Figura 5.10 – Evolução de $[s(n-\Delta)-m(n)]^2$ para um sinal de voz real. Sinal sem cancelador (vermelho) e com cancelador (azul).

Na Figura 5.11 é possível observar os sinais no domínio tempo em regime permanente.

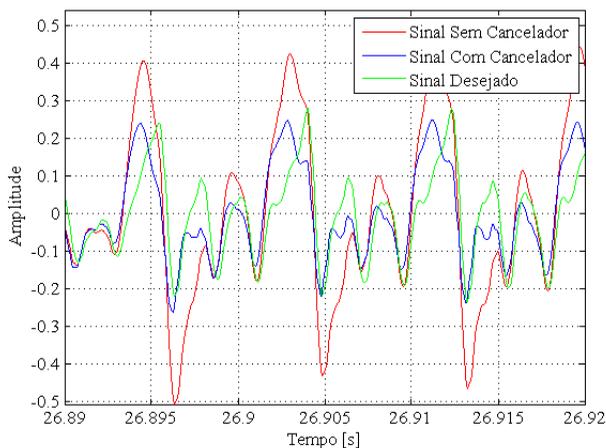


Figura 5.11 – Sinais processados pelo sistema de redução do efeito de oclusão com caminho direto completamente compensado ($\Delta = 1$).

5.2.3.2 Sinais de Voz e Caminho Direto Parcialmente Compensado

Nesta seção são apresentadas simulações incluindo o efeito da compensação parcial do caminho direto ($\hat{w}_{cd} * \hat{w}_{cd}^{-1}$). A configuração utilizada para a simulação é apresentada na Tabela 9. Os parâmetros utilizados foram obtidos através de busca exaustiva, seguindo o mesmo método das seções anteriores.

Tabela 9 – Parâmetros do algoritmo para simulação com sinal de voz e compensação parcial do caminho direto

Parâmetro	Valor
Atraso de Processamento Estimado ($\hat{\Delta}$)	50
Passo de Adaptação (β)	0,01
Fator <i>Leaky</i> (γ)	0,3
Número de Coeficientes (N)	100

A Figura 5.12 apresenta a evolução de $[s(n-\Delta)-m(n)]^2$ (erro quadrático entre o sinal desejado $s(n-\Delta)$ e o sinal no interior do canal auditivo), para o cancelador ligado e desligado (protótipo em funcionamento, porém com sistema de redução de ruído desligado $y(n) = 0$). Nesta situação, verifica-se que foi obtida uma atenuação de cerca de 3,5 dB.

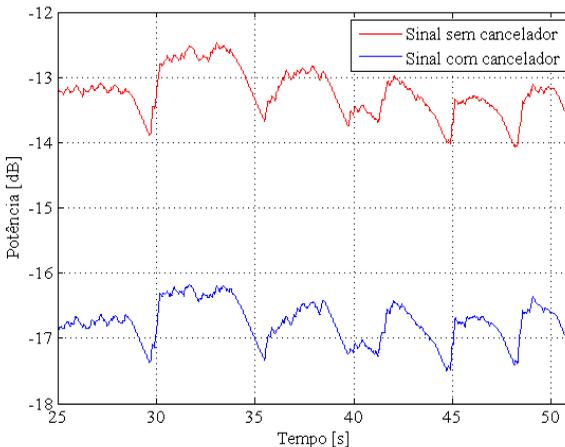


Figura 5.12 – Evolução de $[s(n-\Delta)-m(n)]^2$ para um sinal de voz real.

Na Figura 5.13 é possível observar os sinais no domínio tempo em regime permanente.

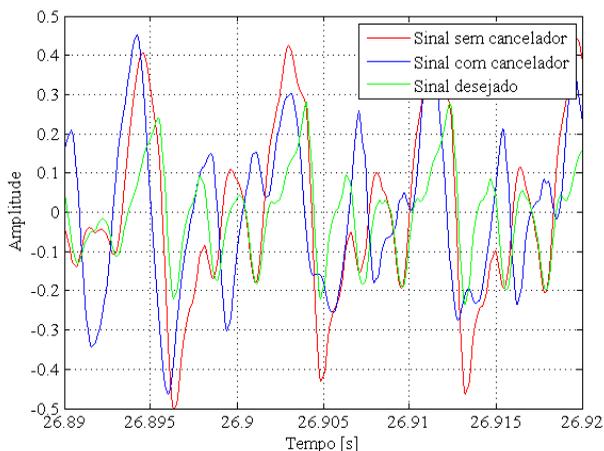


Figura 5.13 – Sinais processados pelo sistema de redução do efeito de oclusão com compensação parcial do caminho direto.

Os resultados obtidos mostram que há uma queda considerável no nível de atenuação provido pelo sistema de cancelamento. Como já tratado anteriormente, essa diferença no desempenho está diretamente associada à influência da compensação parcial do caminho direto, visto que temos um sistema de fase não-mínima com um atraso de 50 amostras. No entanto, mesmo havendo essa queda no desempenho, ainda há redução significativa e perceptível no efeito de oclusão.

5.2.3.3 Avaliação objetiva

A avaliação subjetiva (veja Seção 5.4) dos sinais obtidos pelo sistema proposto indicou uma significativa redução da sensação de abafamento da fala provocada pelo efeito de oclusão.

De forma a verificar a possibilidade de quantificação desta sensação subjetiva, foram utilizados quatro critérios objetivos de qualidade de fala. Os critérios escolhidos foram os índices WSS, IS, CEP e PESQ, apresentados na Seção 2.8. Embora esses índices sejam baseados em diferentes conceitos, até o momento não se tem conhecimento da publicação de trabalhos que tratam sobre a efetividade de cada um destes no referido problema.

Os índices de qualidade abordados possuem as seguintes escalas

de valoração:

- $0 < \text{WSS} < \infty$: melhor qualidade quanto menor for o índice;
- $0 < \text{CEP} < 10$: melhor qualidade quanto menor for o índice;
- $1 < \text{PESQ} < 4,5$: melhor qualidade quanto maior for o índice;
- $0 < \text{IS} < 100$: melhor qualidade quanto menor for o índice.

Um exemplo representativo dos resultados encontrados para sinais reais de voz é encontrado na Tabela 10 (voz masculina apresentada na seção 5.2.3) para o cancelador ligado e desligado (protótipo em funcionamento, porém com sistema de redução de ruído desligado, $y(n) = 0$) e com caminho direto completamente compensado.

Quando comparadas as variações obtidas após o processamento com o fundo de escala das respectivas escalas de medidas objetivas, os resultados não representam adequadamente a sensação de conforto acústico relatada na avaliação subjetiva realizada por voluntários. Esses resultados preliminares indicam a fragilidade dos índices comumente utilizados em qualidade de fala na avaliação da redução do efeito de oclusão. À exceção do índice CEP, os demais indicadores apresentaram variações não significativas. Por outro lado, verifica-se que a atuação do cancelador não diminui a qualidade da fala (índices não indicam piora da qualidade após o processamento).

Tabela 10 – Valores dos critérios objetivos de qualidade obtidos na simulação com sinal de voz real

Cancelador	WSS	CEP	PESQ	IS
Desligado	5,45	1,52	4,2	0,04
Ligado	4,81	0,66	4,3	0,02

5.3 Implementação Prática no Acoplador

Em virtude dos fatores éticos envolvidos, o protótipo desenvolvido foi inicialmente aplicado ao acoplador descrito na Seção 4.1, para verificação de seu funcionamento. Para tanto, a estrutura proposta foi implementada em ponto fixo na placa de desenvolvimento ADSP-BF537 EZ-KIT *Lite*. O microfone externo foi desativado (de tal

forma que $s(n) = 0$) e foi realizada a compensação do caminho direto. Nos experimentos realizados foram utilizados sinais senoidais com as mesmas frequências utilizadas nas simulações (500 Hz, 1 kHz, 2 kHz e 4 kHz). A configuração do sistema é apresentada na Tabela 11.

Tabela 11 – Parâmetros do algoritmo para os testes feitos no acoplador

Parâmetro	Valor
Atraso de Processamento Estimado ($\hat{\Delta}$)	50
Passo de Adaptação (β)	0,01
Fator <i>Leaky</i> (γ)	0,4
Número de Coeficientes (N)	200

A Figura 5.14 apresenta a evolução de $m^2(n)$ (o erro quadrático entre o sinal desejado $s(n-\Delta)$ e o sinal no interior do canal auditivo), para os casos com o cancelador ligado e desligado (protótipo em funcionamento, porém com sistema de redução de ruído desligado, $y(n) = 0$).

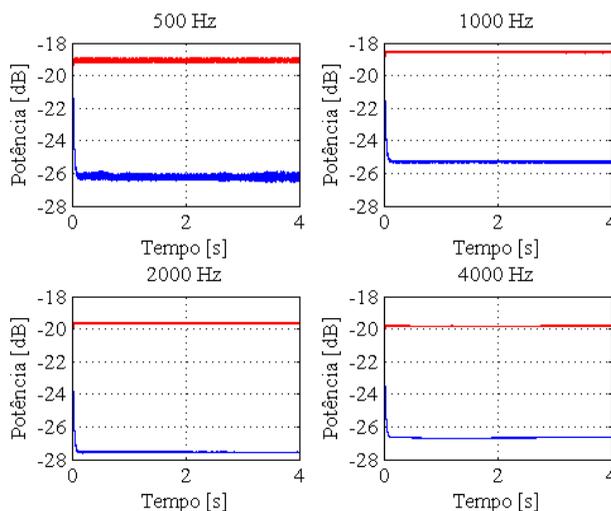


Figura 5.14 – Evolução de $m^2(n)$ no acoplador para sinais de entrada senoidais. Sinal sem cancelador (vermelho) e com cancelador (azul).

Na Tabela 12 são apresentados os valores de atenuação alcançados no protótipo e a reprodução dos valores obtidos na simulação com a compensação parcial do caminho direto (Tabela 5).

Verifica-se claramente que os resultados obtidos com o protótipo produzem aproximadamente os mesmos resultados, demonstrando a funcionalidade do sistema implementado.

Tabela 12 – Comparação entre a atenuação obtida nos experimentos com o acoplador e simulações com compensação parcial do caminho direto.

Frequência do sinal	Atenuação (dB)	
	Acoplador	Simulação
500 Hz	7,1	7,4
1000 Hz	6,7	6,9
2000 Hz	7,9	7,6
4000 Hz	6,8	6,8

5.4 Avaliação em Condições Reais

Nesta seção são apresentados experimentos com o protótipo implementado em condições reais de uso por indivíduos sem queixas de problemas de audição.

Dois experimentos diferentes foram realizados:

- Experimento 1: Avaliação objetiva através de audiometria tonal por via óssea.
- Experimento 2: Avaliação subjetiva de locuções de vogais e frases.

Todos os experimentos foram realizados em voluntários recrutados conforme as requisições do Comitê de Ética da Universidade Federal de Santa Catarina, descritas na Seção 5.1.

5.4.1 Compensação do caminho direto

Com o objetivo de diminuir a influência do processo de filtragem decorrente do *hardware* implementado e parcialmente das diferenças anatômicas dos canais auditivos, e consequentemente, melhorar o desempenho do protótipo desenvolvido, foi realizada a identificação do caminho direto para cada voluntário. Esse procedimento foi realizado uma única vez antes do início do processo de controle e poderia ser associado à etapa de ajuste inicial do aparelho auditivo (*fitting*) realizada pelo fonoaudiólogo quando da aquisição do dispositivo.

A Figura 5.15 apresenta, sobrepostas, as diferentes respostas ao impulso do caminho direto (w_{cd}) encontradas para 6 voluntários sendo três homens e três mulheres. O atraso de aproximadamente 26 amostras está associado ao *hardware* desenvolvido.

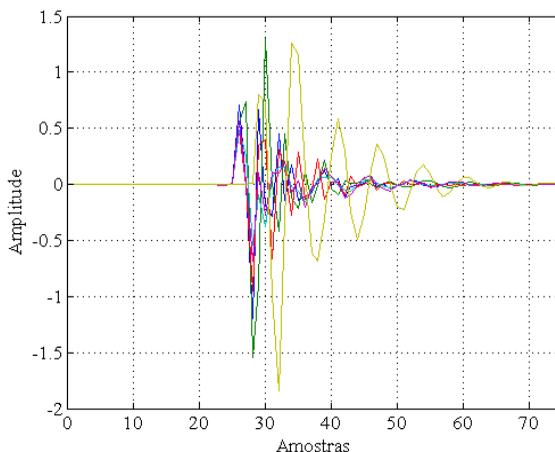


Figura 5.15 – Caminho direto w_{cd} medido de seis voluntários.

Após a identificação do caminho direto o molde é retirado do ouvido do voluntário e recolocado novamente, de forma a reproduzir alterações representativas do caminho direto associadas ao uso diário do aparelho.

5.4.2 Experimento 1 (Excitação tonal)

O exame de audiometria tonal por via óssea foi realizado em cinco voluntários sem queixas com relação a problemas de audição. O manuseio do vibrador ósseo (Figura 2.5) e do aparelho de audiometria foi executado por profissional habilitado do Hospital Universitário da Universidade Federal de Santa Catarina.

Os sinais utilizados para esse experimento foram quatro sinais senoidais, com frequências de 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz e 4 kHz. A configuração do protótipo é apresentada na Tabela 13.

A Figura 5.16 exemplifica a evolução de $m^2(n)$ (erro quadrático entre o sinal desejado e o sinal no interior do canal auditivo), para os casos com o cancelador ligado e desligado (protótipo em funcionamento, porém com sistema de redução de ruído desligado, $y(n) = 0$).

Tabela 13 – Parâmetros do algoritmo para o experimento tonal com voluntários

Parâmetro	Valor
Atraso de Processamento Estimado ($\hat{\Delta}$)	50
Passo de Adaptação (β)	0,01
Fator <i>Leaky</i> (γ)	0,4
Número de Coeficientes (N)	200

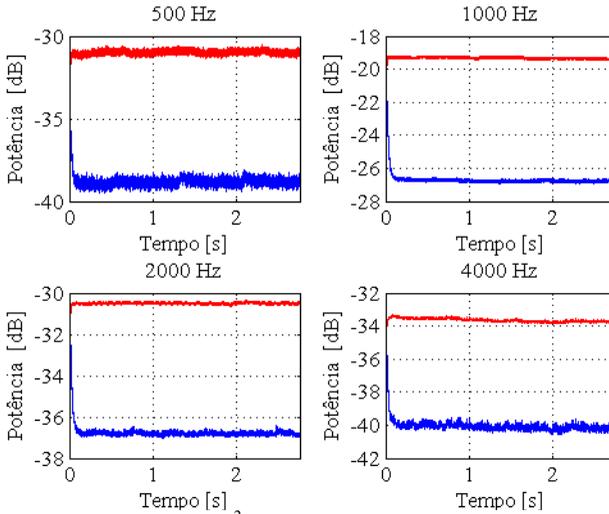


Figura 5.16 – Evolução de $m^2(n)$ para o experimento tonal com voluntários. Sinal sem cancelador (vermelho) e com cancelador (azul).

Na Tabela 14 são apresentados os valores de atenuação alcançados para cada uma das frequências testadas nos cinco voluntários, como também a média de atenuação entre os voluntários para cada frequência.

Tabela 14 – Valores de atenuação obtidos para o experimento tonal com voluntários.

Frequência (Hz)	Voluntário					Atenuação Média (dB)
	1	2	3	4	5	
500 Hz	5,6	7,8	6,5	8	6,2	6,8
1000 Hz	4,6	7,4	6,8	8,9	5,2	6,5
2000 Hz	3,6	6,3	7	7,2	6,5	6,1
4000 Hz	4	6,4	6,1	6,1	6,2	5,7

A Tabela 15 apresenta um resumo comparativo dos resultados obtidos para excitação senoidal nas quatro frequências analisadas levando em consideração a compensação parcial do caminho direto.

Tabela 15 – Comparação entre a atenuação obtida nos experimentos com o acoplador, voluntários e simulações com compensação parcial do caminho direto.

Frequência do sinal	Atenuação (dB)		
	Voluntários	Acoplador	Simulação
500 Hz	6,8	7,1	7,4
1000 Hz	6,5	6,7	6,9
2000 Hz	6,1	7,9	7,6
4000 Hz	5,7	6,8	6,8

Os resultados de simulação, experimentos práticos com o acoplador e com voluntários apresentam grande similaridade, corroborando o desempenho esperado do sistema.

5.4.3 Sinais reais

Nesta seção o protótipo construído foi avaliado em dois experimentos. No primeiro, foi utilizado como sinal de excitação a locução do fonema /u/ enquanto que no segundo frases de curta duração previamente selecionadas.

5.4.3.1 Experimento 2 (locução de vogais)

Neste experimento foram selecionados 16 voluntários que não apresentavam queixas sobre limitações auditivas, sendo 5 do sexo feminino e 11 do sexo masculino.

O procedimento consistiu na seguinte forma: o molde foi acoplado à orelha do voluntário com o cancelador desligado (protótipo em funcionamento, porém com sistema de redução de ruído desligado $y(n) = 0$) sendo solicitado ao usuário a locução do fonema /u/. A seguir, o cancelador foi ligado e então, novamente solicitada a locução do mesmo fonema. Foram realizadas 20 repetições do experimento para cada voluntário. Ao final desse processo, o voluntário foi questionado

sobre a qualidade da voz e do som ambiente. A escala de avaliação apresentada aos voluntários é semelhante à da Figura 5.17.

Após a realização de todos os experimentos, os pontos marcados na escala de linha foram convertidos para valores numéricos. O centro da escala corresponde ao valor 0 (zero) e significa que nada mudou entre a primeira e segunda locução. O extremo “Piorou” equivale ao valor -5 e o extremo “Melhorou” corresponde ao valor 5. O questionário aplicado encontra-se no ANEXO D.

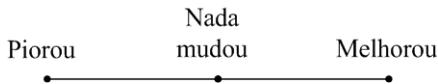


Figura 5.17 – Escala de linha para avaliação do sistema de minimização do efeito de oclusão.

Os valores obtidos são apresentados em forma de diagrama de extremos e quartis (Figura 5.18). Esse é um tipo de representação gráfica em que se realçam algumas características do conjunto de amostras. O conjunto dos valores da amostra compreendidos entre o 1º e o 3º quartis (denominados q_1 e q_3 respectivamente) é representado por um retângulo cuja mediana é indicada por uma barra.

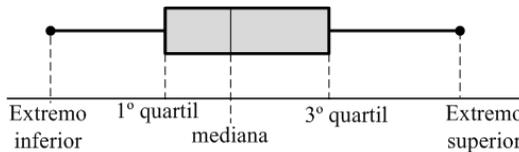


Figura 5.18 – Representação do *boxplot*.

O extremo inferior é o mínimo da amostra, enquanto que o extremo superior é o máximo da amostra. Se os valores das amostras forem maiores do que $q_3 + \varpi(q_3 - q_1)$ ou menores do que $q_1 - \varpi(q_3 - q_1)$, considerando q_1 e q_3 como sendo os valores percentuais de 25% e 75%, respectivamente, eles serão considerados artefatos (*outliers*). A variável ϖ foi definida conforme o valor padrão de 1,5 (SHANNON, 2003), e representa o extremo (*whisker*), cuja linha se estende até o valor adjacente, que é o valor extremo dos dados, mas não é considerado um artefato. A configuração do sistema para este experimento é apresentada na Tabela 16.

Tabela 16 – Parâmetros do algoritmo para o experimento de locução do fonema /u/ por voluntários.

Parâmetro	Valor
Atraso de Processamento Estimado ($\hat{\Delta}$)	50
Passo de Adaptação (β)	0,01
Fator <i>Leaky</i> (γ)	0,4
Número de Coeficientes (N)	200

Na Figura 5.19 é apresentado o diagrama de extremos e quartis das 20 medições de cada um dos 16 voluntários. Há significativo espelhamento nos valores medidos entre os usuários. A variação provavelmente se deve à subjetividade envolvida na designação da qualidade do som, em que cada voluntário avalia o sistema de acordo com a sua percepção. É possível notar também que há alguns artefatos, representados pelo sinal de soma (+), no gráfico. Esses elementos, provavelmente decorrem de problemas de atenção e entonação de voz do voluntário. É importante notar que a escala vertical apresentada na Figura 5.19 apresenta apenas valores positivos, visto que nenhum voluntário, em nenhum experimento relatou piora na qualidade do som após o acionamento do cancelador.

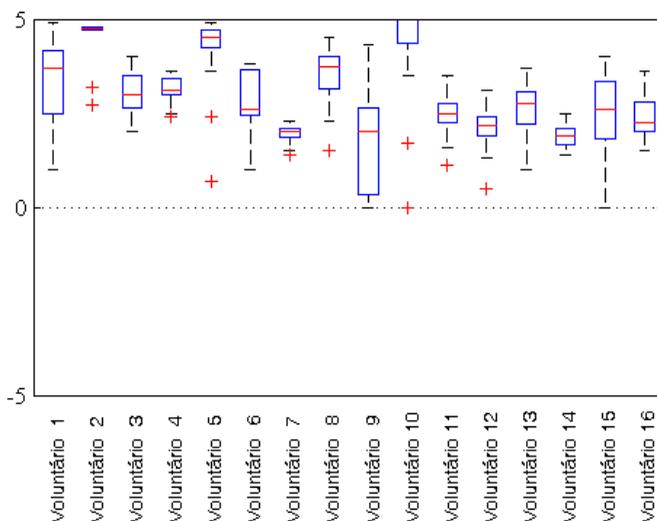


Figura 5.19 – *Boxplot* da avaliação dos voluntários para a locução do fonema /u/.

A média geral deste experimento resultou em 2,7. Esse valor indica uma relevante melhora na qualidade do sinal com o uso do cancelador, indicando a redução do efeito de oclusão e em consonância com o relato dos voluntários de que o acionamento do cancelador produz o efeito de “abrir o ouvido”.

5.4.3.2 Experimento 2 (locução de frases)

Neste experimento foram selecionados 15 voluntários que não apresentavam queixas sobre limitações auditivas, sendo 5 do sexo feminino e 10 do sexo masculino.

O procedimento consistiu da seguinte forma: o molde foi acoplado à orelha do voluntário com o cancelador desligado (protótipo em funcionamento, porém com sistema de redução de ruído desligado, $y(n) = 0$) sendo solicitado ao usuário a locução de uma frase de curta duração. A seguir, o cancelador foi ligado e então, novamente solicitada a locução da mesma frase. Ao final deste processo o voluntário foi questionado sobre a qualidade da voz e do som ambiente. Foram realizadas 10 repetições do experimento para cada voluntário.

As frases utilizadas foram (ALCAIM, SOLEWICZ, & MORAES, 1992):

- *O mar inventa macacos;*
- *Fomos doces sem cair no alto;*
- *Ela foi cheirar o verde azul;*
- *Hoje cantou um rugoso anel;*
- *O rabisco sussurra fortes cheiros;*
- *Soletre seu primeiro nome;*
- *Ele não foi cantar um café;*
- *O valor do negócio não foi revelado;*
- *Claves e imagens de vida a dois;*
- *O turista não paga nada para visitar o lugar.*

Os questionários aplicados encontram-se no ANEXO E. A configuração do sistema para este experimento é apresentada na Tabela 17.

A Figura 5.20 apresenta o diagrama de extremos e quartis para este experimento. Diferentemente das medições feitas através da locução do fonema /u/ não há divergência significativa nos valores medidos entre os voluntários. Também houve uma notável redução no número de artefatos (indicados pelo sinal de soma). A variação entre os

usuários provavelmente se deve à subjetividade individual na definição de qualidade.

Tabela 17 – Parâmetros do algoritmo para o experimento utilizando vibrador ósseo.

Parâmetro	Valor
Atraso de Processamento Estimado ($\hat{\Delta}$)	50 (amostras)
Ganho (G)	1
Passo de Adaptação (β)	0,01
Fator <i>Leaky</i> (γ)	0,4
Número de Coeficientes (N)	200

A média global desse experimento resultou no valor de 2,5. Considerando uma escala de qualidade definida entre -5 e 5, o valor obtido foi considerado relevante, concordando novamente com os comentários de “abertura do ouvido” quando o cancelador se encontrava acionado.

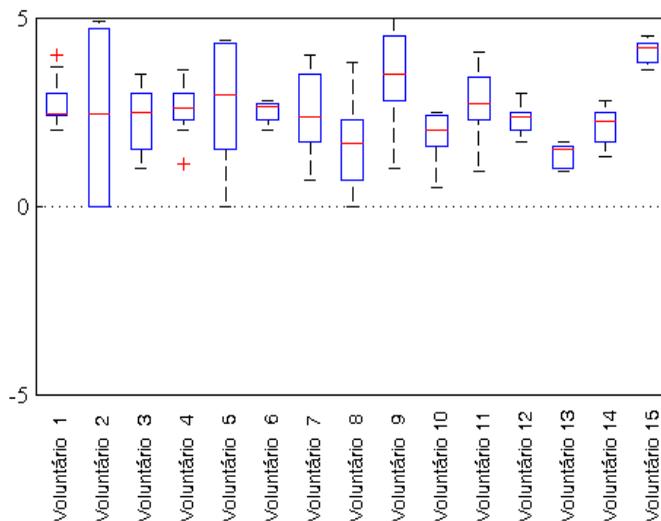


Figura 5.20 – *Boxplot* da avaliação dos voluntário para a locução das frases.

6 CONCLUSÕES

Esse trabalho apresentou a proposta de um sistema adaptativo para redução do efeito de oclusão em aparelhos auditivos. Usuários com necessidade de elevada amplificação para compensação das perdas auditivas podem ser beneficiados pelo uso desse sistema devido à possibilidade de redução da abertura de ventilação, com a consequente diminuição das exigências sobre o sistema de cancelamento de realimentação.

Foram feitas simulações com sinais senoidais, sinais sintéticos e sinais de voz para verificar preliminarmente a viabilidade do sistema proposto. Os resultados das simulações demonstraram a funcionalidade do sistema em termos de capacidade de rastreamento, nível de cancelamento e estabilidade. Verificou-se também a significativa influência da existência de processos de filtragem no chamado caminho direto sobre o desempenho do sistema.

Além das simulações, foi feita também a implementação em *hardware* do sistema proposto, a fim de testar seu comportamento em condições reais de uso. Inicialmente, foi construído um acoplador que simula as condições existentes do canal auditivo humano. Os resultados obtidos nos testes feitos no acoplador, com sinal senoidal, apresentaram conformidade com as simulações, demonstrando a viabilidade do sistema.

Por fim, com o intuito de testar a validade do modelo para redução do efeito de oclusão proposto em condições reais de uso, solicitamos ao Comitê de Ética para Pesquisas em Seres Humanos da Universidade Federal de Santa Catarina permissão para realizar experimentos em pessoas.

Para a realização dos testes, foi utilizado um fone de ouvido adaptado, para simular um molde semelhante aos utilizados por usuários de aparelhos auditivos. A opinião dos voluntários com relação ao desempenho do sistema foi registrada em um roteiro de avaliações, e posteriormente analisada pelos pesquisadores. A avaliação subjetiva apresentou resultados satisfatórios, mostrando que o sistema para redução do efeito de oclusão proposto se comporta de maneira adequada, reduzindo o nível de oclusão e aumentando o nível de satisfação dos voluntários com relação ao conforto acústico promovido pelo sistema.

Embora o controlador fixo de MEJIA (MEJIA, DILLON, & FISHER, 2008) tenha apresentado um excelente desempenho em

300 Hz, com uma redução de 18 dB , de forma indesejável, apresentou amplificação em certas faixas de frequência, como por exemplo, aumento de 3 dB em 10 Hz e de 9 dB em 1,3 kHz. Diferentemente deste trabalho, nos experimentos realizados em MEJIA, DILLON, & FISHER (2008) não foi feita a realocação do molde após o ajuste do controlador (realizado na etapa de *fitting*), e portanto, os resultados esperados em condições reais de uso são certamente inferiores aos apresentados. Adicionalmente, apenas 10 dos 12 indivíduos submetidos aos experimentos, indicaram melhora usando o controlador fixo.

A estrutura proposta neste trabalho apresentou capacidade consistente de cancelamento de cerca de 7 dBs em toda a faixa de frequências associada ao efeito de oclusão. Resultados subjetivos indicam que o cancelamento obtido é suficiente para proporcionar sensação subjetiva de “abertura do ouvido”, proporcionando adequado conforto acústico para o molde sem abertura física de ventilação. Nenhum dos voluntários submetidos aos experimentos relatou piora da qualidade da fala ou aumento do efeito de oclusão. Resultados associados à manutenção da qualidade da fala nas situações de controlador desligado e ligado podem estar associados à criação de um efeito de oclusão não significativo decorrente de vazamentos acústicos no entorno do molde.

Exemplos da utilização de quatro métodos consagrados de avaliação objetiva de qualidade para as sinais de voz mostraram a sua incapacidade na quantificação do efeito de oclusão. Apesar de que os critérios objetivos de qualidade de voz analisados não tenham apresentado capacidade significativa de indicação do desempenho do cancelamento do efeito de oclusão, em nenhum experimento foi verificada a indicação de degradação da qualidade da fala, sugerindo que o cancelador não acarreta distorções na fala. Dessa forma pode-se inferir que características como posição das formantes, magnitude e inclinação espectral não são distorcidas pela ação do cancelador proposto que, desta forma, atua preponderantemente sobre o efeito de oclusão.

6.1 Propostas para a Continuação do trabalho

A seguir são apresentadas sugestões para a continuação deste trabalho:

- Utilização da estimativa do caminho direto para implementação de uma estrutura de cancelamento não-realimentada (KUO &

MORGAN, 1996).

- Estimaco do caminho direto em tempo real.
- Anlise do campo acstico nas proximidades da membrana timpnica e verificao de sua correlao com o sinal captado pelo microfone interno.
- Proposta de uma estrutura nica para reduo do efeito de ocluso e cancelamento de realimentao.
- Implementao de uma rotina de controle automtico de ganho e/ou utilizao de um processador com arquitetura de ponto flutuante de forma a evitar saturao para variaes elevadas de nveis acsticos.
- Implementao do sistema em um processador dedicado para aparelhos auditivos.

REFERÊNCIAS

- ALBERNAZ, P. L. (2008). *Quem ouve bem vive melhor: um livro para pessoas com problemas de audição e seus familiares*. São Paulo: MG Editores.
- ALCAIM, A., SOLEWICZ, J. A., & MORAES, J. A. (1992). Freqüência de ocorrência dos fonemas e lista de frases foneticamente balanceadas no português falado no Rio de Janeiro. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, 7, p. 23-41.
- Analog Devices. (2008). ADSP-BF537 EZ-KIT Lite Evaluation System Manual. *Revision 2*. Norwood, MA: Analog Devices.
- Analog Devices. (2000). Datasheet AD1854 Stereo 96 kHz Multibit Codec. MA, Norwood: Analog Devices.
- Analog Devices. (2002). Datasheet AD1871 Stereo Audio 96kHz, 24-Bit Codec. MA, Norwood: Analog Devices.
- ANSI. (1989). American National Standard Institute. *American National Standard Specification for Audiometers (ANSI S3.6)*. New York: ANSI.
- ARZENIKOV, S. (2010). ComputerAided design of ventilation tubes for customized hearing aid devices. *Computer-Aided Design*, v. 42, n. 2, p. 87-94.
- Audio Tecno. (1998). *Audio Tecno Calibração e Manutenção*. Acesso em 05 de Janeiro de 2012, disponível em http://audiotecno.no.comunidades.net/1507852998/111_foto_6_vibrador_osseo_b71.gif
- BENESTY, J., SONDHIL, M. M., & HUANG, Y. (2008). *Springer Handbook of Speech Processing*. Springer Verlag.
- CHILDERS, D. G. (2000). *Speech Processing and Synthesis Toolboxes*. New York: John Wiley & Sons.
- CHUNG, K. (2004). Challenges and recent developments in hearing aids - Part II. Feedback and occlusion effect reduction strategies, Laser shell manufacturing processes, and other signal processing technologies. *Trends in Amplification*, v. 8, n. 4, pp. 125-164.

- Consumer Reports. (2005). Acesso em 14 de Fevereiro de 2012, disponível em Hearing Aid Comparison - Consumer Reports Health: <http://www.consumerreports.org/health/healthy-living/home-medical-supplies/hearing/hearing-aids/which-type-is-best-for-you/hearing-aids-which-type.htm>
- DELLER, J. R., HANSEN, J. H., & PROAKIS, J. G. (1993). *Discrete-Time Processing of Speech Signals*. New York, NY, USA: WILEY Interscience.
- DILLON, H. (2001). *Hearing Aids*. Sydney: Boomerang Press.
- DINIZ, P. S. (2010). *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation* (3th ed.). New York, USA: Springer.
- DUGAN, M. B. (2003). *Living with Hearing Loss*. Washington, USA: Gallaudet University Press.
- ELLIOTT, S. J., & SUTTON, T. J. (1996). Performance of Feedforward and Feedback Systems for Active Control. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, v.4, n.3, 214-223.
- FEINTUCH, P. L. (1976). An adaptive recursive LMS filter. *Proceedings of the IEEE*, v. 64, n.11, p. 1622-1624.
- FEINTUCH, P. L., & BERSHAD, N. J. (1977). Reply to "Comments on and Additions to "An Adaptive Recursive LMS Filter"". *Proceedings of the IEEE*, v. 65, n. 9.
- FERNANDEZ, H. (2007). Vision and hearing impairments. In: *Fundamentals of Geriatric Medicine* (pp. 143-164). New York: Springer.
- GAMA, M. R. (2001). *Resolvendo casos em audiologia*. São Paulo: Plexus.
- GAN, W.-S., & KUO, S. M. (2007). *Embedded Signal Processing with the Micro Signal Architecture*. New Jersey, EUA: Wiley Interscience.
- GATEHOUSE, S. (2002). Electronic aids to hearing. *British Medical Bulletin*, v. 63, n. 1, p. 147-156.
- GELFAND, S. A. (2010). *Hearing, An Introduction to Psychological and Physiological Acoustical* (5th ed.). London: Informa Healthcare.

- GRAY, A. H., & MARKEL, J. D. (1976). Distance Measure for Speech Processing. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-24, n. 5, 380-391.
- GREENBERG, J. E. (1998). Modified LMS algorithms for speech processing with an adaptive noise canceller. *IEEE Transaction on Speech and Audio Processing*, v. 6, n. 4, p. 338-351.
- GUSKI, R. (1997). Psychological Methods For Evaluation Sound Quality and Assessing Acoustic Information. *Acustica Acta Acustica*, v. 83, p. 765-773.
- HAYKIN, S. (2002). *Adaptive Filter Theory* (4th ed.). Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall.
- HOLUBE, I., & VOLKMAR, H. (2005). Hearing-aid technology. In: *Communication Acoustics* (pp. 255-276). Berlin: Springer.
- ITU-R. (Jun de 1990). Subjective Assessment of Sound Quality - Section 10C - Audio-Frequency Characteristics of Sound-Broadcasting Signals. ITU-R Recommendation BS.562-3.
- JOHNSON, C. R., & LARIMORE, M. G. (1976). Comments on and Additions to "An Adaptive Recursive LMS Filter". *Proceedings of the IEEE*, v. 65, n.9.
- JOHNSON, C. R., LARIMORE, M. G., TREICHLER, J. R., & ANDERSON, B. D. (1981). SHARF Convergence Properties. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, v. ASSP-29, n. 3, p. 659-670.
- JOHNSON, R. C. (1979). A Convergence Proof for a Hyperstable Adaptive Recursive Filter. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. IT-25, n. 6.
- KATZ, J. (1999). *Tratado de Audiologia Clínica* (4 ed.). São Paulo: Manole.
- KLATT, D. (1982). Prediction of perceived phonetic distance from critical-band spectra: A first step. *Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP '82.*, p. 1278-1281.
- Knowles Electronics. (2006a). Datasheet Microphone EM-24046-000. Itasca, Illinois, USA.

- Knowles Electronics. (2006b). Datasheet Receiver ED-27305-000. Itasca, Illinois, USA.
- KUO, M. S., & MORGAN, R. D. (1996). *Active Noise Control Systems*. New York, USA: John Wiley & Sons, Inc.
- LARIMORE, M. G., TREICHLER, J. R., & JOHNSON JR, C. R. (1981). Sharf: An algorithm for adapting IIR digital filters. *IEEE Transactions on Acoustics*, v. ASSP-29, n. 3, p. 428-440.
- LEE, K. (21 de January de 2011). EFFECTS OF EARPLUG MATERIAL, INSERTION DEPTH, AND MEASUREMENT TECHNIQUE ON HEARING OCCLUSION EFFECT. Blacksburg, Virgínia: Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University.
- LEITE, R. P. (2006). *Estudo do ruído do sistema de ventilação automobilística*. Dissertação (Mestrado), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- LOIZOU, P. C. (2007). *SPEECH ENHANCEMENT: Theory and Practice*. USA: CRC Press.
- LU, Y., FOWLER, R., TIAN, W., & THOMPSON, L. (2005). Enhancing Echo Cancellation via Estimation of Delay. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 53, n. 11, p. 4159-4168.
- LUEG, P. (1936). *Patente N° US 2,043,416*. United States.
- MANOLAKIS, D. G., INGLE, V. K., & KOGON, S. M. (2005). *Statistical and Adaptive Signal Processing: Spectral Estimation, Signal Modeling, Adaptive Filtering and Array Processing*. Boston: Artech House Inc.
- MAYYAS, K., & ABOULNASR, T. (1997). Leaky LMS Algorithm: MSE Analisis for Gaussian Data. *IEEE Transaction on Signal Processing*, v. 45, n.4.
- MED-EL. (2010a). Acesso em 15 de Janeiro de 2012, disponível em MEDEL: <http://www.medel.com/us/show/index/id/60/title/How-Hearing-Works?PHPSESSID=d2slqgcle7d9tr606vidtt3m65>
- MED-EL. (2010b). Acesso em 05 de Dezembro de 2011, disponível em MEDEL: <http://www.medel.com/us/show/index/id/61/title/The-Audiogram?PHPSESSID=d2slqgcle7d9tr606vidtt3m65>

- MEJIA, J., DILLON, H., & FISHER, M. (2008). Active cancellation of occlusion: An electronic vent for hearing aids and hearing protectors. *Journal Acoustical Society of America*, v. 124, n.1, 235-240.
- NELSON, P. A., & ELLIOTT, S. J. (1992). *Active Control of Sound*. Great Britain: Academic Press.
- NIDCD. (2001). *Hearing Loss and Older Adults*. Acesso em 22 de Julho de 2011, disponível em National Institute on Deafness and Other Communication Disorders: <http://www.nidcd.nih.gov/health/hearing/older.htm>
- OPPENHEIN, A. V., WILLSKY, A. S., & NAWAB, S. H. (1996). *Signals & Systems* (2nd ed.). Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall.
- ORFANIDIS, S. J. (1988). *Optimum Signal Processing An Introduction* (2nd ed.). New York, NY: McGraw-Hill.
- RAMSDEN, R. T. (2002). Cochlear implants and brain stem implants. *British Medical Bulletin*, v. 63, n.1, p. 183-193.
- RASMUSSEN, K. B., & LAUGESEN, S. (2009). *Patente N° US 7,477,754 B2*. United States.
- RESENDE, L. S., & BERMUDEZ, J. C. (2006). Statistical analysis of the FXLMS algorithm about the steady-state solution. *Proceedings of the 2006 IEEE/SBrT International Telecommunications Symposium (ITS'2006)*, v. 1, p. 306-309.
- SHANNON, D. (2003). Box-and-whisker plots with the SAS. *Pharmaceutical Statistics*, v. 2, p. 291-295.
- SHYNK, J. J. (1989). Adaptive IIR Filtering. *IEEE ASSP Magazine*, p. 4-21.
- SONIC. (2011). *Velocity Consumer Brochure*. Acesso em 25 de Julho de 2011, disponível em Sonic Innovations: <http://www.sonicinnovations.com/ctrldocs/5001001.A.Velocity%20Series%20-%20Preview.pdf>
- STINSON, M. R., & DAIGLE, G. A. (2007). Transverse pressure distributions in a simple model ear canal occluded by a hearing aid test fixture. *Journal of the Acoustical Society of America*, v. 121, n. 6, p. 3689-3702.

- STOVLES, P., & PENTLAND, P. (2003). *The A to Z of Inventions and Inventors* (Vol. 3). USA: Smart Apple Media.
- VALENTE, M. (2002a). *Hearing Aids: Standards, Options and Limitations* (2 ed.). USA: Thieme.
- VALENTE, M. (2002b). *Strategies for Selecting and Verifying Hearing Aid Fittings* (2 ed.). USA: Thieme.
- WIDROW, B., & HOFF Jr, M. (1960). Adaptive Switching Circuits. *IRE WESCON* , p. 96-104.
- WIDROW, B., & McCOOL, J. M. (1977). Comments on "An Adaptive Recursive LMS Filter". *Proceedings of the IEEE* , v. 65, n. 9.
- WIDROW, B., & STEARNS, S. D. (1985). *Adaptive Signal Processing*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall.
- WIDROW, B., & WALACH, E. (1996). *Adaptive Inverse Control*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall Press.
- Wikipedia. (2008). Acesso em 20 de Janeiro de 2012, disponível em Wikipedia The Free Encyclopedia: http://en.wikipedia.org/wiki/File:Blackfin_537_EZ-Kit-Lite61.jpg
- YOST, W. A. (2007). *Fundamentals of Hearing - An Introduction* (5th ed.). Chicago: Elsevier.
- ZEMLIN, N. (2000). *Princípios de anatomia e fisiologia em fonoaudiologia* (4 ed.). Porto Alegre: Artmed.
- ZWISLOCKI, J. (1953). Acoustical attenuation between the ears. *Journal of the Acoustical Society of America* , v. 25, n. 4, pp. 752-759.

ANEXO A – Circuito de pré-amplificação dos microfones.

Nesse anexo é apresentado o circuito eletrônico (Figura A.1) responsável pela amplificação do sinal captado pelos microfones de eletreto, assim como os valores dos componentes utilizados (Tabela A.1).

TL-084

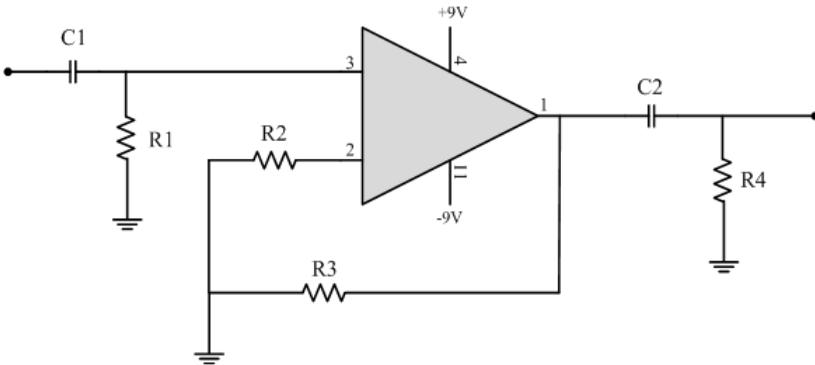


Figura A.1 – Circuito pré-amplificação dos microfones.

Tabela A.1 – Valores dos componentes utilizados no pré-amplificador

Componente	Valor
R1	220k Ω
R2	10k Ω
R3	110k Ω
R4	220k Ω
C1	1 μ F
C2	1 μ F

ANEXO B – Termo de consentimento livre e esclarecido

Aqui apresentamos o Termo de Consentimento Livre e Esclarecido que foi entregue a cada voluntario para que tomasse conhecimento dos testes a que seria submetido.



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
Campus Universitário – Trindade – Florianópolis/SC – CEP 88040-900
Fone: (48) 3721-7719

TERMO DE CONSENTIMENTO LIVRE E ESCLARECIDO

Prezado voluntário

As informações contidas nesse termo foram fornecidas por Renata Coelho Borges, estudante do Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, sob orientação do professor Dr. Márcio Holsbach Costa do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

O objetivo desse documento é informar sobre o trabalho realizado pela referida estudante, para obter uma autorização por escrito, referente à vossa participação espontânea na pesquisa que está sendo realizada.

O título desse trabalho é “Avaliação de um sistema para minimização do efeito de oclusão em aparelhos auditivos”. O objetivo é avaliar a qualidade do som produzido por um sistema para minimização do efeito de oclusão a ser utilizado em aparelhos auditivos. A oclusão ocorre quando um molde ou aparelho auditivo é colocado no ouvido e o canal auditivo fica obstruído. Devido a esse bloqueio o indivíduo ouve sua própria voz de forma abafada.

Para a realização do Teste 1, será necessária a inserção de um molde no ouvido do voluntário. Este molde é semelhante a um fone de ouvido. Neste fone existe um alto-falante que reproduzirá o som externo. Também existe um microfone que permite verificar a intensidade sonora dentro da cavidade auditiva. O volume do som é controlado para evitar qualquer desconforto por parte do voluntário. O

teste inicia com o voluntário realizando a leitura de um texto e ouvindo o som de sua própria voz. A mesma frase será repetida diversas vezes e ao final de cada leitura o voluntário será questionado sobre a qualidade de sua voz e do som ambiente. O experimento é finalizado após o voluntário, em silêncio, avaliar a qualidade da fala do pesquisador que procederá a leitura dos mesmos textos. A qualquer momento o voluntário poderá desligar o sistema ou retirar o fone, se desejar. O processo todo não deverá demorar mais de vinte minutos.

O Teste 2 consiste na utilização do excitador ósseo e da inserção de um microfone sonda no interior do canal auditivo. Estes instrumentos serão adaptados ao voluntário por profissional habilitado do Hospital Universitário da Universidade Federal de Santa Catarina. Primeiramente, o voluntário irá ouvir atentamente o sinal que é enviado pela excitação do vibrador ósseo enquanto o sistema está desligado de forma a permitir a percepção do efeito de oclusão. Em seguida o voluntário irá ouvir novamente o sinal, mas com o sistema em funcionamento. Ao final, será questionado sobre o nível de redução do sinal emitido. A qualquer momento o voluntário poderá desligar o sistema ou retirar o fone, se desejar. O processo todo não deverá demorar mais de quarenta minutos.

Tal tema é importante, pois com base nos resultados será possível aperfeiçoar a técnica de minimização do efeito de oclusão, proporcionando aos usuários de próteses auditivas mais conforto e qualidade no som gerado pelo aparelho. Os resultados dessa pesquisa serão divulgados em artigos científicos e trabalhos acadêmicos.

O voluntário não terá ônus ou bônus financeiro em nenhum momento. Os pesquisadores assumem o compromisso de fornecer informações atualizadas obtidas durante o estudo bem como guardar sigilo em relação à identidade dos participantes, sendo que estes têm a garantia de esclarecimento em relação a qualquer dúvida, antes e durante o curso da pesquisa, estando livres para recusar-se a participar da pesquisa, assim como retirar este consentimento a qualquer momento, sem penalização ou prejuízo, bastando para isso entrar em contato com os pesquisadores envolvidos, de segunda à sexta-feira, em horário comercial, no Laboratório de Processamento Digital de Sinais do CTC/UFSC, no telefone (48) 3721-7719 ou pelo e-mail renata@lpds.ufsc.br.

Identificação do teste a ser realizado por este voluntário

- Teste 1
- Teste 2
- Teste 1 e Teste 2

CONSENTIMENTO PÓS-INFORMADO

EU _____
 _____, portador do RG _____ e
 CPF _____, concordo em participar do
 trabalho “Avaliação de um sistema para minimização do efeito de
 oclusão em aparelhos auditivos”, desde que seja mantido o sigilo da
 minha identificação, conforme as normas do Comitê de Ética em
 Pesquisa com Seres Humanos desta Universidade. A minha participação
 é voluntária podendo ser cancelada a qualquer momento.

Florianópolis, ____ de _____ de 2011.

 Assinatura do paciente ou responsável

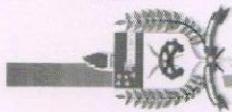
 Assinatura da Pesquisadora Participante (Renata Coelho Borges)
 RG: 33906602 SSP/SC

 Assinatura do Pesquisador Principal/ Responsável (Márcio
 Holsbach Costa)
 RG: 1031584426 SJTC/RS

Elaborado com base na Resolução 196/96 do CNS.

ANEXO C – Certificado de aprovação do projeto pelo Comitê de Ética para Pesquisas em Seres Humanos

O projeto enviado ao Comitê de Ética foi devidamente aprovado, e o certificado devidamente assinado é apresentado nesse anexo.



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
 Pró-Reitoria de Pesquisa e Extensão
 Comitê de Ética em Pesquisa com Seres Humanos

CERTIFICADO Nº 2358

O Comitê de Ética em Pesquisa com Seres Humanos (CEPSH) da Pró-Reitoria de Pesquisa e Extensão da Universidade Federal de Santa Catarina, instituído pela PORTARIA N.º 0584-GR/99 de 04 de novembro de 1999, com base nas normas para a constituição e funcionamento do CEPSH, considerando o contato no Regimento Interno do CEPSH, **CERTIFICA** que os procedimentos que envolvem seres humanos no projeto de pesquisa abaixo especificado estão de acordo com os princípios éticos estabelecidos pela Comissão Nacional de Ética em Pesquisa – CONEP.

APROVADO

PROCESSO: 2358

FR: 476756

TÍTULO: Avaliação de um sistema para minimização do efeito de oclusão em aparelhos auditivos

AUTOR: Mairone Hojstakch Costa, Renata Coelho Borges, Júlio Apolinário Cordiali

FLORIANÓPOLIS, 28 de _____ de 2011.

Coordenador do CEPSH UFSC

Prof. Washington Portela de Souza
 Coordenador do CEPP/PPeJ/UFSC

ANEXO D – Questionário e roteiro para a realização dos ensaios utilizando vogais

A realização dos testes utilizando vogais foi feito mediante um questionário e roteiro, lido pelos voluntários antes do início do procedimento, para esclarecimento de qualquer dúvida. O roteiro é apresentado nesse anexo.



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
Campus Universitário – Trindade – Florianópolis/SC – CEP 88040-900
Fone: (48) 3721-7719

Questionário e roteiro para a realização dos ensaios

Data __/__/2011 Horário de início __:__ Término __:__

Nome: _____

Idade: _____ Sexo: () Masculino () Feminino

Tarefa

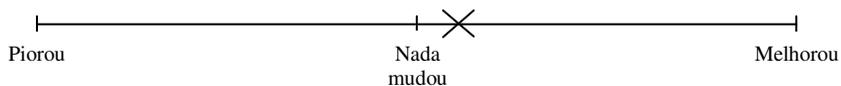
O objetivo deste ensaio é avaliar a qualidade do som produzido por um sistema para minimização do efeito de oclusão a ser utilizado em aparelhos auditivos. A oclusão ocorre quando um molde ou aparelho auditivo é colocado na orelha externa e o canal auditivo fica obstruído. Devido a esse bloqueio o indivíduo ouve sua própria voz de forma abafada.

Sua tarefa será avaliar a sensação auditiva produzida pelo sistema de redução de oclusão quando se está utilizando o molde, confeccionado para simular um aparelho auditivo, por meio da locução de frases (ou vogais).

Você irá colocar o molde e realizar a locução de uma frase (ou vogal) duas vezes. Com base na locução feita e na sensação auditiva (sua percepção da mudança da qualidade do som), você deve avaliar o desempenho do sistema.

Para indicar a sua opinião marque com um “X” na escala. A posição do “X” na escala deve corresponder ao grau em que a qualidade melhorou ou piorou.

Exemplo: Se achar que o som melhorou pouco, a marcação pode ser desta maneira:



Se achar que nada mudou, marque em “nada mudou”:



Se achar que piorou bastante, indique isto na escala colocando o “X” mais para “Piorou”:



ANEXO E – Questionário e roteiro para a realização dos ensaios utilizando frases

A realização dos testes utilizando frases foi feito mediante um questionário e roteiro, lido pelos voluntários antes do início do procedimento, para esclarecimento de qualquer dúvida. O roteiro é apresentado nesse anexo.



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
Campus Universitário – Trindade – Florianópolis/SC – CEP 88040-900
Fone: (48) 3721-7719

Questionário e roteiro para a realização dos ensaios

Data __/__/2011 Horário de início __:__ Término __:__

Nome: _____

Idade: _____ Sexo: () Masculino () Feminino

Tarefa

Você irá colocar o molde e realizar a locução do seguinte conjunto de frases duas vezes.

As frases serão:

1. O mar inventa macacos.
2. Fomos doces sem cair no alto.
3. Ela foi cheirar o verde azul.
4. Hoje cantou um rugoso anel.
5. O rabisco sussurra fortes cheiros.
6. Soletre seu primeiro nome.
7. Ele não foi cantar um café.

8. O valor do negócio não foi revelado.
9. Claves e imagens de vida a dois.
10. O turista não paga nada para visitar o lugar.

Com base na locução feita e na sensação auditiva (sua percepção da mudança da qualidade do som), você deve avaliar o desempenho do sistema.

