

Renata Coelho Borges

**UMA PROPOSTA PARA A REDUÇÃO DO EFEITO DE
OCLUSÃO EM APARELHOS AUDITIVOS.**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina: Prof. Márcio Holsbach Costa, Dr.

Florianópolis

2017

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Coelho Borges, Renata

Uma proposta para a redução do efeito de oclusão
em aparelhos auditivos / Renata Coelho Borges ;
orientador, Márcio Holsbach Costa, 2017.
229 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2017.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Oclusão. 3.
Realimentação. 4. Filtros adaptativos. 5. Aparelhos
auditivos. I. Holsbach Costa, Márcio. II.
Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Renata Coelho Borges

**UMA PROPOSTA PARA A REDUÇÃO DO EFEITO DE
OCLUSÃO EM APARELHOS AUDITIVOS.**

Esta Tese foi julgada adequada para a obtenção do Título de “Doutor em Engenharia Elétrica”, Área de Concentração Engenharia Biomédica, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 30 de Junho de 2017.

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.
Coordenador
Universidade Federal de Santa Catarina

Banca Examinadora:

Prof. Márcio Holsbach Costa, Dr.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Carlos Julio Tierra Criollo, Dr.
Universidade Federal do Rio de Janeiro

Eng. Maurício Campelo Tavares, Dr.
Contronic - Sistemas Automáticos Ltda.

Prof. Raimes Moraes, Ph.D.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Jefferson Luiz Brum Marques, Ph.D.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. José Carlos Moreira Bermudez, Ph.D.
Universidade Federal de Santa Catarina

À minha amada família.

AGRADECIMENTOS

A Deus e minha Nossa Senhora Aparecida, por todas as bênçãos.

A minha família, meu namorado e principalmente meus pais e irmã, pela confiança, apoio incondicional e por terem muito contribuído para ser quem sou hoje.

Ao meu orientador, prof. Márcio Holsbach Costa, pela confiança, apoio, paciência infinita, amizade e orientação primorosa.

Aos colegas do LPDS, Tales Imbiriba, Wemerson Parreira, Fábio Itturriet, Marcos Maruo, Daniel Montezano, Ricardo Borsoi e Diego Marques, pela amizade, pelas valiosas discussões e por todo o incentivo, essenciais para a conclusão desta tese.

Aos funcionários da UFSC, Wilson e Marcelo, por toda colaboração nas questões administrativas.

Ao CNPq pelo apoio financeiro.

E a todos que de alguma maneira foram fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho.

“Veni, vidi, vici.”

(Júlio César, 47 a.C.)

RESUMO

A deficiência auditiva, também conhecida como surdez, consiste na perda parcial ou total da capacidade de audição de um indivíduo. De forma geral, essa limitação pode ser compensada pela utilização de aparelhos auditivos. Esses dispositivos são projetados não apenas para amplificar o campo acústico nas adjacências do ouvido, mas também para aumentar a inteligibilidade e o conforto acústico do usuário. Apesar do avanço da tecnologia digital, estudos recentes relatam a insatisfação dos usuários com relação a diferentes aspectos, entre eles: a amplificação do ruído ambiente, a realimentação acústica e o efeito de oclusão. Essas características tendem a reduzir o tempo de uso diário do aparelho pelos usuários.

A realimentação acústica decorre do acoplamento acústico entre o alto-falante e o microfone do aparelho auditivo e se manifesta na forma de um apito estridente que causa desconforto físico ao usuário, podendo ser ouvido por pessoas no seu entorno. A prevenção da realimentação acústica usualmente é realizada através da limitação do ganho máximo do dispositivo, da utilização de canceladores ativos de realimentação ou do estreitamento ou fechamento do canal auditivo por um molde (de forma a aumentar a impedância acústica entre alto-falante e microfone). Embora o estreitamento ou fechamento do canal auditivo seja o método mais usual e efetivo, sua utilização resulta no chamado efeito de oclusão. O efeito de oclusão ocorre quando o aparelho auditivo, posicionado na porção cartilaginosa do canal, 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, 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.

Este trabalho apresenta, inicialmente, a análise de um sistema de cancelamento de realimentação na presença do efeito de oclusão. Simulações para validação do modelo mostraram que o efeito de oclusão não altera o desempenho do sistema de cancelamento. Como contribuição principal, um novo sistema adaptativo de controle ativo de ruído para reduzir o efeito de oclusão em aparelhos auditivos sem duto de ventilação é proposto. Em contraste com os canceladores de efeito de oclusão previamente desenvolvidos, esse sistema oferece uma estrutura de cancelamento não realimentada, que permite a análise de seu comportamento

como um problema de identificação de um filtro linear com resposta ao impulso finita. Equações recursivas determinísticas foram derivadas para predição do erro quadrático médio e comportamento médio dos coeficientes, tanto para transitório como em regime permanente. Tais modelos são de particular interesse para os projetistas de aparelhos auditivos como ferramentas de guia para definir parâmetros ótimos, de forma a obter o desempenho desejado. As simulações computacionais concordam com as predições teóricas obtidas pelas equações derivadas, indicando uma redução média de 5,4 dB do efeito de oclusão na faixa de 200-500 Hz. Experimentos subjetivos corroboram a funcionalidade da arquitetura proposta.

Palavras-chave: Oclusão. Realimentação. Filtros adaptativos. Aparelhos auditivos.

ABSTRACT

Hearing loss is the partial or total loss of hearing ability of an individual. In general, this limitation can be compensated by the use of hearing aids. These devices are designed not only to amplify the sound field in the vicinity of the ear, but also to increase the intelligibility and acoustic comfort of the user. Even with the advancement of digital technology, recent studies have reported the dissatisfaction of users with respect to several aspects, including: environmental noise amplification, acoustic feedback and occlusion effect. Such characteristics tend to reduce the daily use of the device by users.

The acoustic feedback results from the acoustic coupling between the loudspeaker and the microphone of the hearing aid, and is manifested as a shrill whistle that causes physical discomfort to the user and is perceived by the user and people around as an unpleasant sound. Prevention of acoustic feedback is usually accomplished by limiting the maximum gain of the device, by the use of active feedback cancellers or by narrowing or closing the auditory canal with a mould (to increase the acoustic impedance between loudspeaker and microphone). The narrowing or closure of the auditory canal is the most common and effective method, but its use reinforces the occlusion perception. The occlusion effect occurs when the earmould, placed in the cartilaginous part of the ear canal, has a ventilation opening that is insufficient to dissipate the necessary acoustical energy conducted to the ear canal through the skull and the jaw, resulting in a power increase at low frequencies (predominantly in the range of 200 to 500 Hz), which leads the user to perceive a muffled version of his own voice.

This work presents, initially, an analysis of a feedback system cancellation in the presence of the occlusion effect. The predicted results of the mean weight behaviour are compared with simulations to show that the occlusion effect does not affect the feedback system performance. Following, a new adaptive active-noise-control system to reduce the occlusion effect in unvented hearing aids is proposed. In contrast to previously developed occlusion-effect cancellers, this system is based on a feedforward cancelling structure that permits the analysis of its behaviour as a finite-impulse-response linear-filter identification problem. Deterministic recursive equations were derived with the aim to theoretically predict its mean square error and mean coefficient behaviour, both in transient and steady state conditions. Such models are of

particular interest to hearing aid designers as helping tools for setting system parameters to obtain a desired performance. Computational simulations are shown to agree very closely with theoretical predictions obtained using the derived models, indicating a mean reduction of 5.4 dB of the occlusion effect in the range of 200–500 Hz. Subjective experiments corroborate the functionality of the proposed architecture.

Keywords: Occlusion. Feedback. Adaptive filters. Hearing aids.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Anatomia da orelha. Modificado de Med-el [21].	42
Figura 2	Orelhas média e interna. Modificado de Med-el [21]. . .	42
Figura 3	Cóclea. Extraído de Med-el [21].	43
Figura 4	Limiares do grau de deficiência auditiva. Modificado de Med-el [31].	46
Figura 5	Estágios de processamento de um aparelho auditivo moderno. Modificado de [35].	48
Figura 6	Tipos de aparelhos auditivos. Extraído de Sonic [36]. . .	49
Figura 7	Abertura de ventilação em um aparelho auditivo do tipo ITE. Modificado de Arzekinov [38].	50
Figura 8	Sistema de cancelamento ativo de oclusão com controlador fixo proposto em [3].	52
Figura 9	Sistema adaptativo de cancelamento ativo de oclusão proposto em [14].	54
Figura 10	Estrutura adaptativa para cancelamento de realimentação. 58	
Figura 11	Estrutura adaptativa para cancelamento de realimentação com adição de atraso no caminho direto.	59
Figura 12	Cancelamento de realimentação como um problema de identificação de sistemas.	62
Figura 13	Método do erro de previsão.	64
Figura 14	Esquema básico de um filtro adaptativo.	66

Figura 15 Estrutura física do sistema de cancelamento de oclusão-realimentação.	70
Figura 16 Compensação da influência do caminho direto.....	71
Figura 17 Molde auricular e protótipo do aparelho do tipo BTE (a), e esquemático do molde auricular (b).....	75
Figura 18 Placa de desenvolvimento ADSP-BF537 EZ-KIT Lite.	77
Figura 19 Resposta em frequência do filtro <i>antialiasing</i>	77
Figura 20 Diagrama em blocos do sistema de aquisição e síntese de dados.	79
Figura 21 Esquema para a medida do caminho de realimentação..	80
Figura 22 Resposta ao impulso média do caminho de realimentação para três realizações de cada um dos diâmetros de abertura de ventilação.....	82
Figura 23 Esquema para a medida do sistema de oclusão.	83
Figura 24 Modelo ARX.	85
Figura 25 Resposta ao impulso do sistema de oclusão para três realizações de cada um dos diâmetros de abertura de ventilação...	86
Figura 26 Teste de estacionariedade aplicado ao sinal de entrada do filtro.	88
Figura 27 Resposta em frequência do caminho de realimentação para diferentes diâmetros de ventilação (sem obstáculos).....	89
Figura 28 Resposta em frequência do caminho de realimentação para diferentes diâmetros de ventilação (com obstáculo).....	90
Figura 29 Resposta em frequência do sistema de oclusão para dife-	

rentes diâmetros de ventilação.	91
Figura 30 Variação dos caminho de realimentação e sistema de oclusão de acordo com o diâmetro da ventilação.	93
Figura 31 Método do erro de predição aplicado ao sistema de cancelamento de realimentação ([11]).	98
Figura 32 Filtro de erro de predição $\mathbf{q}(n)$	99
Figura 33 Filtro branqueador aplicado sobre $v(n)$	104
Figura 34 Filtro branqueador aplicado sobre $x(n)$ ou $z(n)$ individualmente.	104
Figura 35 Filtro branqueador aplicado sobre os sinais $v(n)$, $x(n)$ e $z(n)$	105
Figura 36 Resposta ao impulso de (a) \mathbf{w}_f e (b) \mathbf{w}_o	111
Figura 37 Comportamento médio dos coeficientes de $\mathbf{p}(n)$	113
Figura 38 Comportamento médio dos coeficientes de $\mathbf{w}_{1i}(n)$	114
Figura 39 Desajuste nos coeficientes de $\mathbf{p}(n)$. Simulação de Monte Carlo em vermelho e modelo em azul.	115
Figura 40 Desajuste nos coeficientes de $\mathbf{w}_{1i}(n)$. Simulação de Monte Carlo em vermelho e modelo em azul.	116
Figura 41 Erro nos coeficientes de $\mathbf{p}(n)$	117
Figura 42 Ganho estável adicionado.	118
Figura 43 Resposta em frequência do caminho de realimentação para um diâmetro de ventilação de 2 mm.	119
Figura 44 Sinal de realimentação para os casos em que se considera a oclusão ou não.	120

Figura 45 Sistema de cancelamento do efeito de oclusão.	123
Figura 46 Resposta ao impulso do sistema de oclusão sem ventilação.	146
Figura 47 Coeficientes do processo autorregressivo.	147
Figura 48 Comportamento médio dos coeficientes de $\mathbf{w}(n)$ para o caso ideal $SNR = \infty$. Simulação de Monte Carlo em vermelho, modelo em azul e regime permanente em preto pontilhado. (a) $E\{w_1(n)\}$, (b) $E\{w_3(n)\}$, (c) $E\{w_{16}(n)\}$, (d) $E\{w_{39}(n)\}$	149
Figura 49 Comportamento médio dos coeficientes de $\mathbf{w}(n)$ para o caso $SNR = 3dB$. Simulação de Monte Carlo em vermelho, modelo em azul e regime permanente em preto pontilhado. (a) $E\{w_{16}(n)\}$, (b) $E\{w_{39}(n)\}$, (c) $E\{w_{50}(n)\}$, (d) $E\{w_{150}(n)\}$	150
Figura 50 Evolução do erro quadrático médio $E\{e^2(n)\}$. (a) $SNR = \infty dB$, (b) $SNR = 3dB$. Simulação de Monte Carlo em vermelho, modelo em azul e regime permanente em preto pontilhado. No detalhe são apresentadas as 10000 primeiras iterações.	151
Figura 51 Resposta em frequência de: (a) \mathbf{w}_o (preto), (b) $\lim_{n \rightarrow \infty} E\{\mathbf{w}(n)\}$ para $\delta = \Delta = 0$ (verde), (c) $\lim_{n \rightarrow \infty} E\{\mathbf{w}(n)\}$ para $\delta = 14$ e $\Delta = 1$ (azul), e (d) $\lim_{n \rightarrow \infty} E\{\mathbf{w}(n)\}$ para $\delta = 14$ e $\Delta = 10$ (vermelho)...	152
Figura 52 Erro quadrático médio em função do atraso total $(\delta + \Delta)$.	153
Figura 53 Simulações de Monte Carlo para o primeiro experimento: (a) o cancelador desligado (preto), (b) o controlador realimentado (vermelho) e (c) o controlador não-realimentado (azul). No detalhe são apresentadas as primeiras iterações.	155
Figura 54 Espectro de potência dos sinais de fala. (a) cancelador desligado (preto); (b) cancelador realimentado (vermelho); (c) can-	

celador não-realimentado (azul); (d) sinal de fala original (ciano).	156
Figura 55 Escala de linha para avaliação do sistema de minimização do efeito de oclusão.	158
Figura 56 Representação do <i>boxplot</i>	159
Figura 57 <i>Boxplot</i> da avaliação subjetiva para os sistemas realimentado × não-realimentado utilizando fones de ouvido. Valores positivos indicam melhor desempenho do método proposto em relação ao cancelador realimentado. (a) pontuação individual dos 15 voluntários; (b) pontuação média.	161
Figura 58 Erro quadrático médio dos canceladores realimentado (vermelho) e não-realimentado (azul). No detalhe são apresentadas as 15000 primeiras iterações.	166
Figura 59 <i>Boxplot</i> da avaliação subjetiva para os sistemas realimentado e não-realimentado.	172
Figura 60 Efeito do atraso Δ no desempenho dos canceladores realimentado (vermelho) e não-realimentado (azul).	173
Figura 61 Histograma da avaliação subjetiva para os sistemas realimentado × não-realimentado, utilizando fones de ouvido.	174
Figura 62 Histogramas da avaliação subjetiva para os sistemas realimentado e não-realimentado.	175

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	F_1 e F_2 (Hz) das vogais tônicas do português falado no Brasil. Extraída de [98].	83
Tabela 2	Magnitude diferencial para uma abertura de ventilação de 3 mm.	92
Tabela 3	Atrasos de entrada-saída medidos na placa de processamento Δ .	94
Tabela 4	Parâmetros dos sistemas de cancelamento utilizando um sinal AR.	112
Tabela 5	Parâmetros dos sistemas de cancelamento utilizando um sinal AR.	148
Tabela 6	Parâmetros dos sistemas de cancelamento para comparação utilizando um sinal AR.	154
Tabela 7	Magnitude do sinal de fala para diferentes frequências, de acordo com a Figura 54. Para fala original, cancelador não-realimentado (CNR), cancelador realimentado (CR) e sem cancelador (SC).	156
Tabela 8	Valores dos critérios objetivos de qualidade obtidos na simulação com sinal de voz real para o cancelador realimentado (CR) e não-realimentado (CNR).	164
Tabela 9	Parâmetros dos sistemas de cancelamento.	165

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
A/D	<i>Analog/Digital</i>
AEQ	<i>Automatic Equalization</i>
AGC	<i>Automatic Gain Control</i>
ALE	<i>Adaptive Line Enhancer</i>
AR	<i>Autoregressive</i>
ARMA	<i>Autoregressive Moving Average</i>
ARX	<i>Autoregressive Exogenous</i>
ASG	<i>Added Stable Gain</i>
BTE	<i>Behind-The-Ear</i>
CAG	Controlador Automático de Ganho
CEP	<i>Cepstral Distance</i>
CEPSH	Comitê de Ética em Pesquisas com Seres Humanos
CIC	<i>Completely-In-The-Canal</i>
CR	Cancelador Realimentado
CNR	Cancelador Não-Realimentado
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
D/A	<i>Digital/Analog</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>

FS	<i>Frequency Shifting</i>
IDDE	<i>Integrated Development and Debugging Environment</i>
ITC	<i>In-the-Canal</i>
ITE	<i>In-the-Ear</i>
IS	<i>Itakura–Saito Distance</i>
LMS	<i>Least Mean Square</i>
NLMS	<i>Normalized Least Mean Square</i>
MAC	Multiplicação-Acumulação
MQO	Mínimos Quadrados Ordinários
MSA	<i>Micro Signal Architecture</i>
MSG	<i>Maximum Stable Gain</i>
MVP	<i>Mini Vent Plug</i>
OLS	<i>Ordinary Least Squares</i>
PEF	<i>Prediction Error Filter</i>
PESQ	<i>Perceptual Evaluation of Speech Quality</i>
RAs	<i>Reverse Arrangements</i>
REOR	<i>Real-Ear Occluded Response</i>
REUR	<i>Real-Ear Unaided Response</i>
RISC	<i>Reduced Instruction Set Computer</i>
SPL	<i>Sound Pressure Level</i>
TCLE	Termo de Consentimento Livre e Esclarecido
USB	<i>Universal Serial Bus</i>

WSS *Weighted Spectral Slope*

LISTA DE SÍMBOLOS

$E\{\cdot\}$	Valor esperado estatístico
$\ \cdot\ $	Norma euclidiana
α	Passo de adaptação de redução de oclusão
δ	Atraso de propagação da fala do trato vocal até a boca
Δ	Atraso do caminho secundário
$\hat{\Delta}$	Estimativa de Δ
Δ_g	Atraso de processamento do aparelho auditivo
$\epsilon_{\mathbf{p}}(n)$	Desajuste nos coeficientes de $\mathbf{p}(n)$
$\epsilon_{\mathbf{w}_1}(n)$	Desajuste nos coeficientes de $\mathbf{w}_1(n)$
$f(n)$	Sinal de realimentação
G	Processamento do aparelho auditivo
G_0	Ganho em banda largo do aparelho auditivo
G_{CC}	Rotinas de compensação e compressão de G
G_{RR}	Rotinas de redução de ruído de G
γ	Fator de escorregamento
$\tilde{\mathbf{h}}$	Vetor de coeficientes de H sem o primeiro coeficiente
$H(z)$	Modelo para o conjunto de sons externos
$H_1(z)$	Modelo para a fala do usuário do aparelho auditivo
$H_2(z)$	Modelo para a fala externa
$H_3(z)$	Modelo para o ruído ambiente

K	Comprimento de $\mathbf{p}(n)$
L	Ordem do modelo autorregressivo
$m_1(n)$	Sinal captado pelo microfone externo
$m_2(n)$	Sinal captado pelo microfone interno
M	Comprimento do filtro de cancelamento de realimentação
μ	Passo de adaptação do filtro de cancelamento de realimentação
N	Comprimento do filtro de cancelamento de oclusão
$o(n)$	Sinal de oclusão
$\mathbf{p}(n)$	Filtro adaptativo preditor
$\mathbf{q}(n)$	Filtro de erro de predição
ρ	Passo de adaptação do filtro preditor
$s(n)$	Sinal resultante do processamento do aparelho auditivo
S	Caminho secundário
\hat{S}	Estimativa do caminho direto
S_1	Processo de filtragem relacionado à conversão digital-analógica
S_2	Processo de filtragem relacionado à conversão analógica-digital
S_3	Processo de equalização
σ_ν^2	Variância do sinal de excitação ν na entrada de $H_1(z)$
σ_β^2	Variância do sinal de excitação β na entrada de $H(z)$
σ_v^2	Variância do sinal de fala $v(n)$
σ_b^2	Variância do sinal $b(n)$
$v(n)$	Sinal de fala do usuário do aparelho auditivo

$x(n)$ Sinal de fala externo

$z(n)$ Ruído ambiente

$\mathbf{w}(n)$ Filtro adaptativo para redução da oclusão

$\mathbf{w}_1(n)$ Filtro adaptativo para cancelamento da realimentação

\mathbf{w}_c Filtro cópia de $\mathbf{w}_1(n)$

W_f Caminho de realimentação

W_o Sistema de oclusão

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	35
1.1	PREÂMBULO	35
1.2	JUSTIFICATIVA	37
1.3	OBJETIVOS	38
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO	38
2	FUNDAMENTOS TEÓRICOS	41
2.1	ANATOMIA DO SISTEMA AUDITIVO HUMANO	41
2.2	PERDAS AUDITIVAS	44
2.2.1	Sistemas de auxílio à audição	46
2.3	EFEITO DE OCLUSÃO E REALIMENTAÇÃO ACÚSTICA	48
2.4	TÉCNICAS DE CANCELAMENTO DO EFEITO DE OCCLUSÃO	51
2.5	TÉCNICAS DE CANCELAMENTO DA REALIMENTAÇÃO ACÚSTICA	54
2.5.1	Métodos baseados em modulação de fase	55
2.5.2	Métodos baseados em redução de ganho	56
2.5.3	Métodos baseados em filtragem adaptativa	57
2.5.3.1	Adição de atraso no caminho direto ou caminho de reali- mentação	59
2.5.3.2	Processamento não linear ou variante no tempo	60
2.5.3.3	Uso de conhecimento <i>a priori</i> sobre o caminho de reali- mentação	60
2.5.3.4	Método de identificação de sistema em malha fechada	61
2.5.3.5	Método de erro de predição	63
2.6	FILTROS ADAPTATIVOS	65
2.6.1	Algoritmo LMS	66
2.7	MODELAGEM DO SINAL DE VOZ	68

2.8	PROPOSTA DE MODELAGEM DO PROBLEMA FÍSICO OCCLUSÃO-REALIMENTAÇÃO	69
3	IDENTIFICAÇÃO DOS SISTEMAS DE REALIMENTAÇÃO E OCLUSÃO	73
3.1	MOLDES	73
3.2	PLATAFORMA DE PROCESSAMENTO.....	75
3.3	AQUISIÇÃO DOS DADOS	78
3.3.1	Identificação do caminho de realimentação.....	79
3.3.2	Identificação do sistema de oclusão	82
3.4	RESULTADOS	87
3.4.1	Determinação dos atrasos de propagação Δ e δ	93
3.5	CONCLUSÕES	95
4	EFEITO DE OCLUSÃO EM CANCELADORES DE REALIMENTAÇÃO	97
4.1	ESTRUTURA DE CANCELAMENTO	97
4.1.1	Conjecturas sobre o estado estável da solução ótima	103
4.2	COMPORTAMENTO MÉDIO DOS COEFICIENTES DE $w_1(n)$ E $q(n)$	106
4.2.1	Modelo para $E\{w_1(n)\}$	107
4.2.1.1	Modelo em regime permanente para $E\{w_1(n)\}$	107
4.2.2	Modelo para $E\{q(n)\}$	108
4.2.2.1	Modelo em regime permanente para $E\{p(n)\}$	110
4.3	RESULTADOS	110
4.3.1	Validação do modelo.....	110
4.3.2	Ganho estável adicionado.....	116
4.4	CONCLUSÕES	119
5	SISTEMA DE REDUÇÃO DO EFEITO DE OCLUSÃO	121
5.1	ESTRUTURA DE CANCELAMENTO	121
5.2	COMPORTAMENTO MÉDIO DOS COEFICIENTES DE $w(n)$	125
5.2.1	Modelo para $E\{w(n)\}$	125

5.2.1.1	Modelo em regime permanente para $E\{\mathbf{w}(n)\}$	127
5.3	ANÁLISE DO ERRO QUADRÁTICO MÉDIO	128
5.4	RESULTADOS	145
5.4.1	Simulações computacionais	146
5.4.1.1	Validação do modelo	147
5.4.1.2	Comparação com uma estrutura realimentada	153
5.4.2	Avaliação subjetiva	157
5.4.2.1	Aspectos éticos	157
5.4.2.2	Metodologia	158
5.4.2.3	Avaliação subjetiva <i>offline</i>	159
5.4.2.3.1	<i>Avaliação objetiva</i>	160
5.4.2.4	Avaliação subjetiva <i>online</i>	165
5.4.2.5	Discussão	167
5.4.2.5.1	<i>Considerações acerca dos atrasos de propagação</i>	167
5.4.3	Análise estatística	168
5.4.3.1	Avaliação subjetiva <i>offline</i>	168
5.4.3.2	Avaliação subjetiva <i>online</i>	169
5.4.3.3	Discussão	170
5.5	CONCLUSÕES	170
6	CONCLUSÕES	177
6.1	MEDIDAS DOS CAMINHOS DE REALIMENTAÇÃO E SISTEMA DE OCLUSÃO	177
6.2	INFLUÊNCIA DO EFEITO DE OCLUSÃO EM SISTE- MAS DE CANCELAMENTO DE REALIMENTAÇÃO	178
6.3	PROPOSTA DE UMA ESTRUTURA NÃO-REALIMENTADA PARA REDUÇÃO DO EFEITO DE OCLUSÃO	178
6.4	TRABALHOS PUBLICADOS	179
6.4.1	Periódicos	179
6.4.2	Anais de Congressos	179

6.4.3 Prêmios	180
APÊNDICE A – Determinação das correlações ...	183
APÊNDICE B – Determinação de σ_{β}^2	197
APÊNDICE C – Determinação de R_{vv}	201
APÊNDICE D – TCLE	205
APÊNDICE E – Aprovação do projeto pelo comitê de ética para pesquisas em seres humanos ...	213
REFERÊNCIAS	217

1 INTRODUÇÃO

A deficiência auditiva, comumente conhecida como surdez, consiste na perda parcial ou total da capacidade de um indivíduo de ouvir. A perda de audição bilateral, total ou parcial 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* [1]. 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. 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 cujo o objetivo é a compensação das perdas auditivas do usuário, permitindo condições acústicas de qualidade e intensidade adequadas [2]. 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) [3, 4]. Esse fenômeno é denominado de efeito de oclusão. O efeito de oclusão, primeiramente descrito por Wheatstone em 1827 [5] e mais tarde por Zwislocki [6], 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 atenuar o problema da oclusão é a implementação de uma abertura de ventilação no molde do aparelho auditivo [4, 7]. Porém, com o alargamento da abertura de ventilação há um aumento na probabilidade de ocorrência de um fenômeno conhecido como realimentação acústica. A realimentação acústica ocorre devido ao acoplamento acústico entre o alto-falante e o microfone do aparelho auditivo constituindo um sistema em malha fechada [4]. Este fenômeno é percebido pelo usuário como um som desagradável, conhecido como microfonia (*whistling*). A realimentação acústica acarreta em uma limitação significativa no desempenho do sistema através da restrição do ganho máximo que o aparelho auditivo pode proporcionar [8].

Nos últimos anos, diversos trabalhos têm sido realizados envolvendo cancelamento de realimentação. Em [9] uma estrutura de cancelamento de realimentação foi proposta, utilizando o método de erro de predição linear para reduzir a correlação temporal existente entre os sinais de entrada do aparelho auditivo e o sinal desejado, diminuindo assim a polarização, apresentada no método descrito em [10]. Em 2009, Maluenda [11] desenvolveu um modelo analítico para predição do comportamento estatístico do cancelador de realimentação adaptativo proposto em [9]. Em 2010, utilizando as ferramentas matemáticas

desenvolvidas por Maluenda, Nicolau [12] analisou e implementou um cancelador de realimentação com comprimento deficiente. Apesar de existirem vários trabalhos associados à compensação da realimentação acústica, pouco tem sido feito com relação à oclusão. O primeiro trabalho científico relacionado foi apresentado por Mejia, Dillon e Fisher [3], no qual um controlador realimentado com coeficientes fixos foi utilizado para diminuir o efeito de abafamento. Desde então, apesar da importância do problema oclusão-realimentação pouco tem sido apresentado na literatura [3, 11, 13, 14].

1.2 JUSTIFICATIVA

Segundo o censo demográfico brasileiro, realizado em 2010, 9,7 milhões de brasileiros, 5,1% de toda a população, se declararam portadores de deficiências auditivas. Destas, 344,2 mil são surdas e 1,7 milhão de pessoas têm grande dificuldade de ouvir. Portanto, o desenvolvimento científico e o domínio de tecnologia nessa área são de extremo interesse ao desenvolvimento nacional.

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. Apesar dos grandes avanços associados aos diversos subsistemas que compõem os aparelhos adaptativos, apenas recentemente a integração destes elementos têm sido abordada, como por exemplo, conjugação de técnicas de redução de ruído e compressão dinâmica [15]; e a integração dos sistemas de redução de ruído e controle ativo de ruído [16].

Os efeitos de oclusão e realimentação estão diretamente associados ao diâmetro do duto de ventilação nos moldes de aparelhos auditivos. Quanto mais estreita a abertura de ventilação, maior a probabilidade de ocorrência do efeito de oclusão, mas com uma diminuição na parcela de realimentação [7, 4]. Apesar de altamente correlaciona-

dos, a interação entre os efeitos de oclusão e de realimentação ainda é um assunto pouco explorado na literatura científica, apesar de seu importante impacto sobre o conforto, qualidade de som e complexidade computacional dos algoritmos [17, 18].

1.3 OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo propor e analisar uma estratégia de cancelamento de oclusão não-realimentada, diferentemente das abordagens já propostas na literatura, que utilizam estratégias realimentadas [3, 14], com o foco no provimento de conforto acústico. Uma análise da influência do efeito de oclusão sobre um sistema de cancelamento de realimentação já proposto na literatura é também apresentada.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

O Capítulo 2 aborda os fundamentos teóricos necessários ao entendimento deste trabalho. 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 cancelamento do efeito de oclusão e realimentação acústica já existentes, e uma breve explanação sobre filtros adaptativos. Além disso, é apresentada a modelagem física dos problemas de oclusão e realimentação, que será utilizada como base para este estudo.

A metodologia utilizada para estimação da função de transferência para os caminhos de realimentação e efeito de oclusão é apresentada no Capítulo 3. As medições foram feitas com molde personalizado em um voluntário. A plataforma de processamento utilizada é apresentada, como também os métodos aplicados para identificação dos

sistemas. Os resultados deste processo são apresentados e analisados.

No Capítulo 4 é feita a análise e simulações computacionais do sistema de cancelamento de realimentação proposto em [9] quando sujeito à presença do efeito de oclusão. Finalmente, no Capítulo 5 uma estrutura não-realimentada para o cancelamento de oclusão é apresentada, analisada e comparada com uma estrutura realimentada já existente.

2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Este capítulo apresenta os fundamentos básicos necessários para a compreensão do trabalho. Inicialmente são definidos alguns conceitos sobre o funcionamento e anatomia do sistema auditivo humano, perdas auditivas e sistemas de auxílio à audição. Os efeitos de oclusão e realimentação acústica são também introduzidos, além de uma revisão bibliográfica acerca dos métodos utilizados para compensar tais limitações em aparelhos auditivos.

2.1 ANATOMIA DO SISTEMA AUDITIVO HUMANO

A orelha possui uma importante função no corpo humano. Ela transforma vibrações sonoras em sinais elétricos, ou seja, em sinais perceptíveis ao cérebro humano. O som é uma onda mecânica produzida por variações de pressão que pode vibrar rápida ou lentamente. Vibrações lentas produzem sons graves, enquanto vibrações rápidas produzem sons agudos [19].

A orelha possui três partes principais: orelha externa, orelha média e orelha interna. A orelha externa consiste da parte visível da orelha (pavilhão externo) e do canal auditivo externo (meato acústico externo), que possui aproximadamente 2 cm de comprimento, se estendendo até a membrana timpânica [20], como mostra a Figura 1. 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.

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

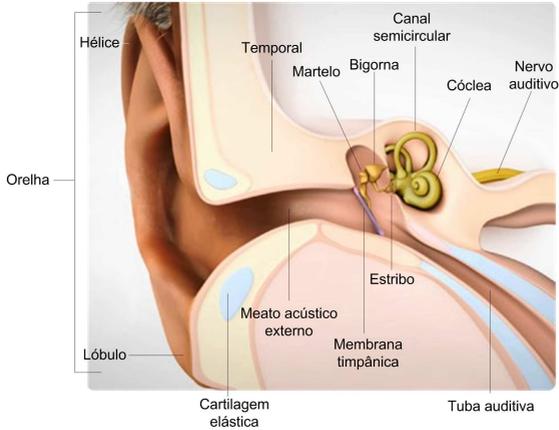


Figura 1 – Anatomia da orelha. Modificado de Med-el [21].

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).



Figura 2 – Orelhas média e interna. Modificado de Med-el [21].

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 preenchido com um fluido (endolinfa). Células sensoriais, ou ciliadas, estão presentes em todo o seu comprimento. 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 e permitindo ao ouvido perceber o espectro sonoro. A transdução de vibrações mecânicas para pulsos elétricos é um processo complexo, resultado do movimento das células ciliadas que 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, conforme apresentado na Figura 3.

Na orelha interna encontram-se os canais semicirculares, responsáveis pelo equilíbrio (sistema vestibular) e a cóclea, onde estão os receptores para a audição [20, 22]. O ouvido interno processa as ondas sonoras e as transforma em impulsos elétricos que são passados ao cérebro.



Figura 3 – Cóclea. Extraído de Med-el [21].

2.2 PERDAS AUDITIVAS

Ao contrário de outras deficiências, a perda auditiva é uma limitação aparentemente invisível, pois não há indícios físicos, como o uso 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 a barreira para a comunicação [23]. Embora possa ocorrer em qualquer idade, perdas auditivas são mais comuns em pessoas idosas. Na idade em torno de 60 anos, aproximadamente uma em cada três pessoas possui algum grau de perda, e a incidência é maior ao longo dos anos [24].

O grau de severidade da deficiência auditiva (Figura 4) é determinado pelo nível de intensidade sonora mínima que alguém pode ouvir naturalmente, e é caracterizado por limiares que variam segundo diferentes autores [25]. No Brasil, ainda existem divergências sobre qual seria a classificação mais adequada. A classificação de grau de perda mais comumente empregada foi proposta em 1970, e leva em consideração a média dos limiares tonais obtidos para as frequências de 500, 1000 e 2000 Hz. Entretanto, ao desconsiderar as frequências mais altas, essa classificação prioriza a energia dos sons da fala em detrimento de sua inteligibilidade, tornando-se limitada e inexpressiva, pois não reflete o prejuízo no desempenho comunicativo [26].

A deficiência auditiva pode ser classificada em três categorias conforme a região lesionada ou bloqueada no sistema auditivo [27]:

- 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 no ouvido médio ou a ruptura

da membrana timpânica também são causas comuns de perda condutiva. Geralmente, esse tipo de perda é temporário e pode ser tratada por meio de 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 classificada como média ou moderada. Quando as células ciliares são parcialmente ou completamente perdidas ou danificadas a perda é considerada de severa a profunda. Pode ocorrer pela idade, quando ambas as orelhas são afetadas de maneira igual, ou ainda 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 por meio de sistemas externos de amplificação ou implantes cocleares [28].

Implantes cocleares podem ser utilizados por pessoas em qualquer idade. Esse tipo de prótese é recomendada 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) [29]. No entanto, a tecnologia de implantes cocleares ainda é cara e o processo de reabilitação envolve uma equipe multidisciplinar [30].

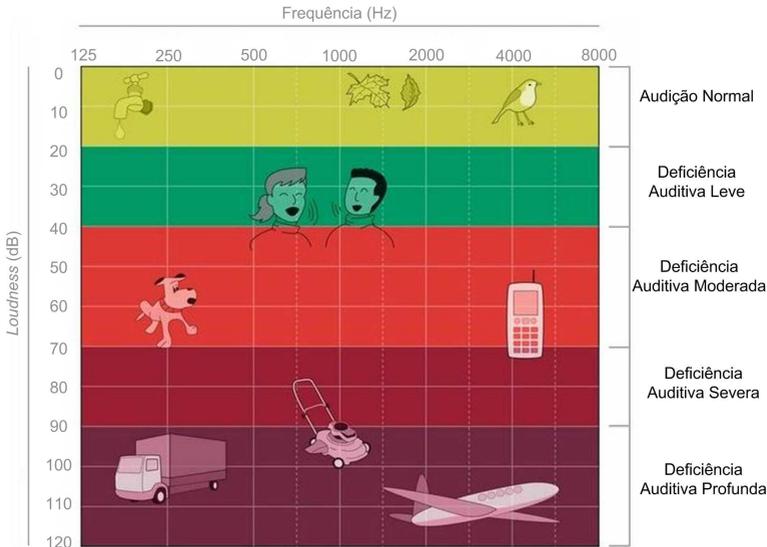


Figura 4 – Limiares do grau de deficiência auditiva. Modificado de Med-el [31].

2.2.1 Sistemas de auxílio à audição

Os sistemas de auxílio à audição, conhecidos como aparelhos auditivos, têm como finalidade principal permitir que os usuários possam ouvir sons em qualidade e intensidade adequadas [2].

Os primeiros aparelhos auditivos eram enormes trombetas (*ear trumpet*) [32] 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 por meio de dispositivos dedicados ou de computadores pessoais. Em 1996, surgiram os aparelhos digitais programáveis e com processamento digital de sinais [33].

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 aciona um alto-falante, que o converte novamente para a forma acústica. O processamento do sinal tem como objetivo básico amplificar as componentes do sinal acústico nas frequências em que o usuário tem problemas de audição [2], embora os dispositivos atuais realizem processamentos extremamente complexos como, por exemplo, redução de ruído e compressão dinâmica.

Os estágios de processamento de um aparelho auditivo moderno são mostrados na Figura 5. Primeiramente o som é processado de forma direcional para melhorar a relação sinal-ruído. Este processamento atenua os sinais oriundos de fora da linha de visão, aumentando a inteligibilidade da fala produzida frontalmente ao usuário. Estágios de análise e síntese no domínio da frequência permitem a utilização de métodos de redução de ruído, amplificação e compressão em bandas de frequência. Em seguida, tem-se o sistema de cancelamento de realimentação, que pode ou não estar presente [34, 35].

Na Figura 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*): localizado inteiramente no canal auditivo, deixando visível 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*): encaixa completamente no ouvido

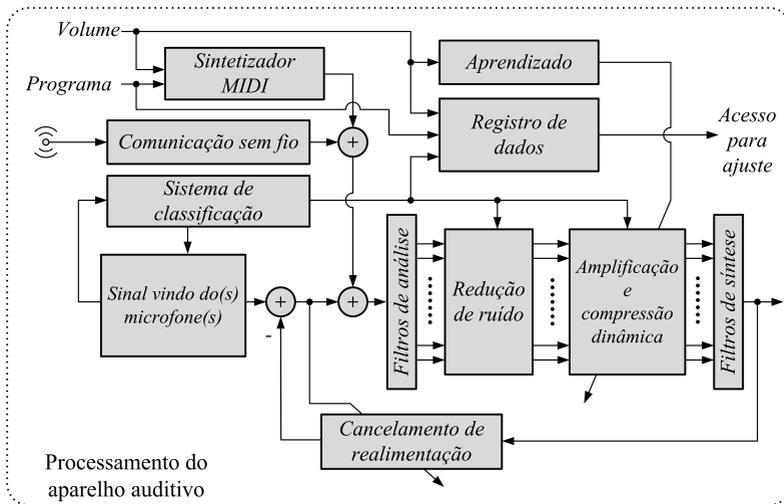


Figura 5 – Estágios de processamento de um aparelho auditivo moderno. Modificado de [35].

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*): localizado atrás da orelha, de modo 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.

2.3 EFEITO DE OCLUSÃO E REALIMENTAÇÃO ACÚSTICA

A obstrução do canal acústico, total ou parcial, causa a sensação de aumento de pressão ou de que o ouvido está fechado. Tal fenômeno é conhecido como efeito de oclusão. O efeito de oclusão ocorre quando o aparelho auditivo, posicionado na porção cartilaginosa do canal, possui



Figura 6 – Tipos de aparelhos auditivos. Extraído de Sonic [36].

uma abertura de ventilação com tamanho insuficiente para promover a dissipação de energia sonora. A energia sonora produzida pelo usuário é 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). O usuário escuta sua própria voz de forma abafada (conhecida por efeito voz em barril) [37]. Devido à predominância de ocorrência ser em baixa frequência, o efeito de oclusão é muitas vezes mais incômodo para usuários de aparelhos auditivos com a audição de baixa frequência normal ou quase normal. Em usuários de aparelhos auditivos com maior perda auditiva em baixa frequência (mais de 40 dB de perda entre 250 Hz e 500 Hz [2]) o efeito de oclusão é amenizado.

O completo fechamento do canal auditivo pode produzir aumento de 20 a 30 dB em sons de baixa frequência [37]. Para evitar a percepção de oclusão pelo usuário são necessárias aberturas de ventilação com diâmetros maiores ou iguais a 3 mm [2, 3, 37]. Atualmente estão disponíveis comercialmente vários modelos de aparelhos auditivos sem

fechamento (que proporcionam maior conforto e estética), que são os chamados aparelhos auditivos *open fit*. O alargamento da abertura de ventilação diminui o efeito de oclusão, porém favorece o aparecimento do problema de realimentação acústica.

A realimentação é um problema decorrente do acoplamento acústico entre o microfone e o alto-falante do aparelho auditivo, conforme mostra a Figura 7. O sinal gerado pelo alto-falante sofre distorções, pois uma parcela do sinal volta pelo duto de ventilação e é reinserido no aparelho através do microfone, podendo levar o sistema à instabilidade. Normalmente, essas distorções não são perceptíveis, mas a instabilidade gera tons muito incômodos e que são percebidos pelo usuário e pelas pessoas em seu entorno como um som desagradável mais conhecido como microfonia. A solução natural para esse problema seria o estreitamento ou fechamento da abertura de ventilação existente no aparelho auditivo (de forma a isolar acusticamente microfone e alto-falante), mas essa abordagem agrava o problema da oclusão.

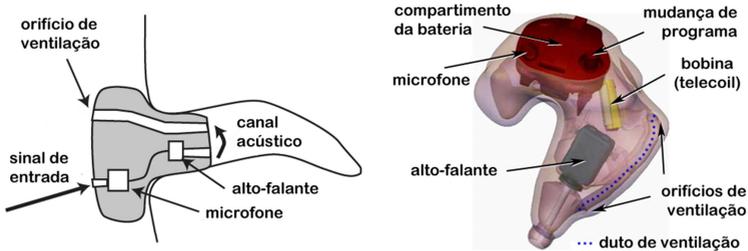


Figura 7 – Abertura de ventilação em um aparelho auditivo do tipo ITE. Modificado de Arzekinov [38].

A realimentação acústica acarreta uma restrição significativa no desempenho do aparelho auditivo devido à limitação no ganho máximo que o dispositivo pode proporcionar, sendo uma das maiores queixas de usuários de aparelhos auditivos [34, 39].

A realimentação acústica é agravada por diversos fatores: má

fixação do molde no ouvido, transmissão da vibração sonora pela estrutura do molde, amplificação muito elevada, abertura de ventilação. Tal problema se torna ainda mais evidente em aparelhos do tipo CIC e ITE, em que a distância entre microfone e alto-falante é muito pequena [40].

2.4 TÉCNICAS DE CANCELAMENTO DO EFEITO DE OCLUSÃO

Até o momento, poucos trabalhos estudaram o problema do efeito do efeito de oclusão. De forma geral as soluções são baseadas em alterações nas características físicas do molde, como o aumento da abertura do duto de ventilação. Nesses casos, três grandes problemas aparecem:

- A amplificação necessária para suprir a perda do indivíduo pode gerar 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;
- O mascaramento dos sinais processados pelo aparelho auditivo em decorrência dos sons que entram e saem livremente pela abertura [3, 37].

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.

Em 2008 foi proposto em [3] 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, conforme é mostrado na Figura 8.

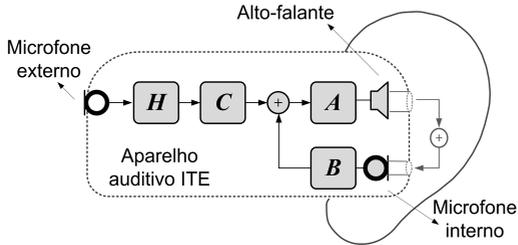


Figura 8 – Sistema de cancelamento ativo de oclusão com controlador fixo proposto em [3].

No controlador proposto, H é o ganho do aparelho auditivo, A representa o ganho no caminho direto, B é o ganho no caminho de realimentação e C é um filtro de pré-compensação. Com este sistema, foi relatada uma redução de até 18 dB do efeito de oclusão em frequências em torno de 300 Hz, comparada com a inexistência de abertura de ventilação. No entanto, de forma indesejável, o sistema 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.

Embora a ideia 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 bons resultados, os autores relataram 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 utilizando 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 que também usa um microfone posicionado na parte interna do canal auditivo [41]. Os autores relatam a utilização de controladores fixos e em seguida citam a necessidade de controladores adaptativos. No entanto, não definem qual estrutura deveria ser utilizada. Outra proposta baseada em [3] foi apresentada também em forma de patente em [42], em que os filtros C e B são adaptativos.

Em [43] foi proposta uma estrutura adaptativa para cancelamento do efeito de oclusão em aparelhos auditivos. Na Figura 9 o sinal de excitação, ν , processado pelo modelo autoregressivo (AR), representado pela função de transferência $H_1(z)$, modela a fala do usuário de aparelho auditivo $v(n)$. O sinal captado pelo microfone externo do aparelho auditivo é indicado por $m_1(n)$. O sinal $o(n)$ representa o chamado sinal de oclusão, resultante da transmissão da fala do usuário através das partes ósseas e cartilaginosas, cujo processo de transformação é representado pelo sistema W_o . O sinal $s(n)$ indica o sinal resultante do processamento do aparelho auditivo (representado por G) e que é aplicado no alto-falante, $m_2(n)$ denota o sinal captado pelo microfone interno, voltado ao canal auditivo. O sinal de cancelamento $y(n)$, na saída do filtro adaptativo, é produzido pela operação de filtragem sobre o sinal do microfone interno, de maneira que $m_2(n)$ filtrado por $\mathbf{w}(n)$ gera uma estimativa do sinal ocluído $y(n) = \hat{o}(n)$. O sinal de erro $e(n)$ é utilizado para gerar a superfície de desempenho associada à atualização de $\mathbf{w}(n)$. Os blocos S_1 e S_2 representam os processos de filtragem relacionados com a conversão digital-analógico (filtro de reconstrução, pré-amplificador, alto-falante) e a conversão analógico-digital (microfone, pré-amplificador, filtro *anti-aliasing*). O bloco \hat{S} é a estimativa do caminho direto $S = S_1 * S_2$.

O controlador adaptativo é tratado do ponto de vista do projeto de um filtro de resposta infinita ao impulso, o que implica em uma superfície de desempenho que pode apresentar múltiplos mínimos que não

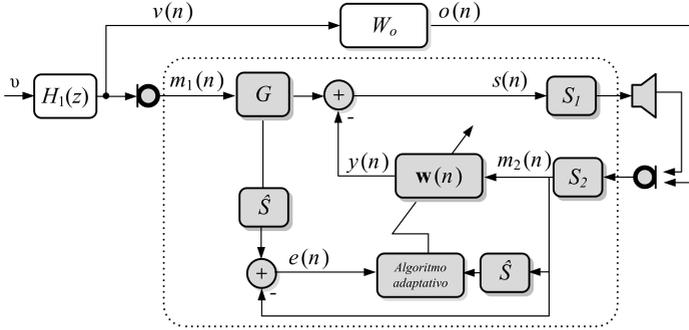


Figura 9 – Sistema adaptativo de cancelamento ativo de oclusão proposto em [14].

são necessariamente globais [44]. Tal limitação leva a um desempenho subótimo do sistema.

Mais recentemente, um sistema de redução do efeito de oclusão baseado na técnica de controle ativo de ruído foi apresentada em [45, 46]. Os resultados obtidos por meio de simulações computacionais usando MATLAB indicaram que o sistema é capaz de reduzir aproximadamente 30 dB o sinal existente no interior do canal quando o usuário está falando. No entanto, na estrutura proposta o cancelamento total do sinal de erro implicaria no completo cancelamento do campo acústico no interior do canal auditivo, inclusive na condição em que o usuário se encontra em silêncio. Isso significaria que se o sistema funcionasse perfeitamente não haveria som nenhum para ser percebido pelo usuário.

2.5 TÉCNICAS DE CANCELAMENTO DA REALIMENTAÇÃO ACÚSTICA

A solução mais comum para o controle da realimentação, antes da era digital, era baseada na redução do ganho máximo proporcionado pelo sistema e em alterações físicas no molde, de maneira a minimizar

o vazamento do som. O advento da tecnologia digital permitiu a introdução de novas técnicas para a redução do efeito de realimentação. Desde então, várias técnicas têm sido propostas na literatura para reduzir os efeitos introduzidos pela realimentação acústica.

De maneira geral estas técnicas são baseadas em supressão no caminho direto e cancelamento no caminho de realimentação [13, 47]. Em técnicas de supressão no caminho direto, o processamento tradicional do aparelho auditivo (como redução de ruído, compressão, etc) é modificado para garantir estabilidade na presença do caminho de realimentação [48, 49]. As principais técnicas utilizadas são baseadas na modulação de fase, controle de ganho e filtros *notch*. Para o cancelamento no caminho de realimentação a filtragem adaptativa destaca-se por sua capacidade de redução do sinal de retroalimentação como um todo [49].

2.5.1 Métodos baseados em modulação de fase

Uma das primeiras abordagens feitas para controle da realimentação acústica consiste no deslocamento de fase (*Frequency shifting* - FS) do sinal captado pelo microfone antes que ele seja amplificado e reinjetado no alto-falante [50]. Aplicando-se o deslocamento em fase, o ganho em malha do circuito pode ser suavizado, de tal modo que, idealmente, o máximo ganho para que o sistema se mantenha estável seja determinado pela resposta média em magnitude, ao invés do pico máximo da resposta em magnitude. O deslocamento de 5 Hz na frequência é inaudível tanto para fala quanto para música [51]. A desvantagem dessa abordagem é que as relações harmônicas entre os componentes tonais em sinais de música e fala não são preservadas [47]. Alterações na informação de fase também podem ser feitas com o uso de atraso variável no caminho do sinal de entrada do filtro [52]. Outro método, apresentado em [53], emprega a modulação de fase no caminho direto

para a frente eletroacústica, com o objetivo de contornar a condição de fase no critério de Nyquist.

2.5.2 Métodos baseados em redução de ganho

Estas ações normalmente consistem em reduzir o ganho no caminho direto. A maioria dos métodos de redução de ganho são reativos, ou seja, são ativados assim que a instabilidade ou a tendência de instabilidade em malha fechada é detectada, antes de ser percebida pelo usuário. [47]. Dependendo da largura de banda em que o ganho é reduzido, três métodos de redução de ganho podem ser citados:

1. Controle Automático de Ganho (*Automatic Gain Control* - AGC) - o ganho é reduzido igualmente em todo o espectro de frequência.

2. Equalização Automática (*Automatic Equalization* - AEQ) - a redução de ganho é aplicada na sub-banda de frequência crítica, mais precisamente naquelas sub-bandas em que o ganho de malha é aproximadamente unitário.

3. Filtro *Notch* - o ganho é reduzido em uma estreita faixa em torno das bandas de frequências críticas, ou seja, frequências em que o ganho de malha é aproximadamente unitário.

O filtro *notch* é utilizado para eliminar uma única frequência do sinal, justamente a frequência em que ocorre a instabilidade do sistema. Assim que a presença de uma oscilação no sinal de entrada é detectada um filtro *notch* é projetado para reduzir o ganho em torno da frequência de oscilação. Se múltiplas oscilações forem detectadas, vários filtros *notch* são implementados [54, 55].

A principal limitação nesse tipo de abordagem é que a redução de ganho em torno das frequências de oscilação afeta o sinal de entrada, conseqüentemente implicando na perda de qualidade do som. Isto ocorre principalmente quando a largura de banda utilizada pelo

filtro *notch* é grande ou quando múltiplos filtros são utilizados [56]. Além disso, a supressão de uma frequência pode introduzir não linearidades em outra frequência [57].

O nível de ganho máximo realizável e estável com as técnicas de supressão aqui citadas é geralmente limitado. Além disso, este tipo de técnica pode comprometer a resposta básica em frequência do aparelho auditivo, e, portanto, pode afetar seriamente a qualidade do som [52, 58, 59].

2.5.3 Métodos baseados em filtragem adaptativa

Neste tipo de abordagem normalmente é utilizada uma estimativa do caminho de realimentação para cancelar esse efeito. Sabendo que o caminho acústico entre alto-falante e microfone pode variar significativamente [7, 60], a maneira mais utilizada para obter esta estimativa é por meio de filtros adaptativos baseados, entre outras técnicas, na identificação ou predição do caminho de realimentação [59, 61].

A Figura 10 apresenta um esquema básico de como é feito o cancelamento da realimentação no aparelho auditivo. Nesta figura, $x(n)$ indica o sinal sonoro de entrada do aparelho auditivo, o filtro W_f representa as transformações associadas ao sinal de saída do alto-falante até sua captação no microfone, o filtro adaptativo $\mathbf{w}(n)$ é a estimativa da resposta ao impulso do caminho de realimentação e a função de transferência G representa o processamento do aparelho auditivo, como redução de ruído, compensação em frequência e compressão dinâmica. A região pontilhada define o aparelho auditivo.

Neste trabalho assume-se a utilização de algoritmos com adaptação contínua, muito comumente utilizados no projeto de aparelhos auditivos [37]. Inicialmente assume-se que os coeficientes do filtro $\mathbf{w}(n)$ são fixos, de tal maneira que $\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}$, então:

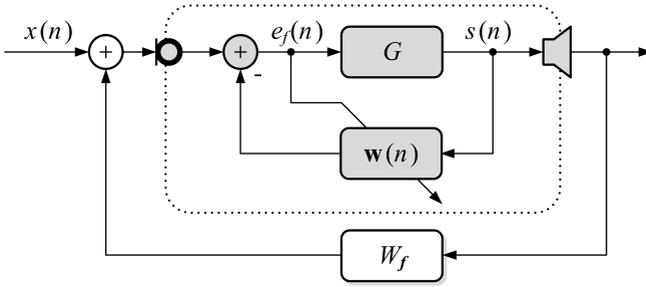


Figura 10 – Estrutura adaptativa para cancelamento de realimentação.

$$e_f(n) = x(n) + \mathbf{s}^T(n)[\mathbf{w}_f - \mathbf{w}] \quad (2.1)$$

em que $\mathbf{s}(n) = [s(n), s(n-1), \dots, s(n-M-1)]^T$ é o vetor de amostras de saída, $\mathbf{w}_f = [w_{f0}, w_{f1}, \dots, w_{fM-1}]^T$ é o vetor de coeficientes da resposta ao impulso de W_f e $\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{M-1}]^T$ é o vetor de coeficientes do controlador.

Assumindo sinais estacionários, uma possível superfície de desempenho é obtida por meio da minimização da energia média de $e_f(n)$. A minimização é feita no sentido quadrático médio,

$$\begin{aligned} J &= E\{e_f^2(n)\} \\ &= E\{x^2(n)\} + 2[\mathbf{w}_f - \mathbf{w}]^T \mathbf{r}_{xs} + [\mathbf{w}_f - \mathbf{w}]^T \mathbf{R}_{ss} [\mathbf{w}_f - \mathbf{w}] \end{aligned} \quad (2.2)$$

em que $\mathbf{R}_{ss} = E\{\mathbf{s}(n)\mathbf{s}^T(n)\}$ e $\mathbf{r}_{xs} = E\{x(n)\mathbf{s}(n)\}$.

Assim, o gradiente de J em relação a \mathbf{w} é

$$\nabla J = 2\mathbf{R}_{ss}[\mathbf{w} - \mathbf{w}_f] - 2\mathbf{r}_{xs} \quad (2.3)$$

Portanto, determinando a solução que resulta em $\nabla J_{\mathbf{w}} = \mathbf{0}$, conclui-se que

$$\mathbf{w}^* = \mathbf{w}_f + \mathbf{R}_{ss}^{-1} \mathbf{r}_{xs} \quad (2.4)$$

em que \mathbf{w}^* representa o vetor de coeficientes ótimos, assumindo-se que \mathbf{R}_{ss} seja não singular. A partir da equação (2.4) é evidente que os coeficientes são polarizados pelo termo $\mathbf{R}_{ss}^{-1}\mathbf{r}_{xs}$ devido à correlação não nula entre os sinais $x(n)$ e $s(n)$ [11, 59].

2.5.3.1 Adição de atraso no caminho direto ou caminho de realimentação

A diminuição da polarização em (2.4) pode ser feita por meio da inserção de atrasos no caminho de cancelamento (na entrada de $\mathbf{w}(n)$) ou em cascata com processamento do caminho direto G , como é mostrado na Figura 11 [62]. Esta abordagem é particularmente útil para os sinais que possuem uma função de autocorrelação que decai rapidamente, por exemplo, sons não vozeados [63].

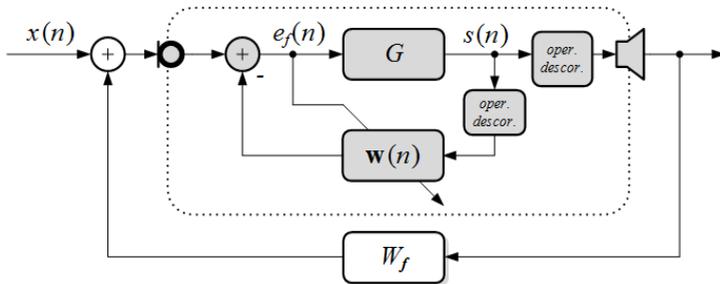


Figura 11 – Estrutura adaptativa para cancelamento de realimentação com adição de atraso no caminho direto.

No primeiro caso (inserção de atraso no caminho de cancelamento), os atrasos reduzem a ordem do filtro $\mathbf{w}(n)$, modelando de forma arbitrária as primeiras amostras do caminho de realimentação como sendo nulas. Quanto maior for a diferença entre a realidade e esta imposição, maior será a deterioração na estimativa do caminho de realimentação [64, 65].

No caso em que um atraso é incluído em série com o processamento do caminho direto G , o atraso necessário para descorrelacionar

os sinais está ligado ao comprimento de correlação do sinal de entrada do microfone quando G é dado por um ganho simples [66]. Entretanto, a descorrelação é limitada, pois atrasos entre 6 e 8 ms são percebidos por alguns usuários, além disso, para atrasos maiores que cerca de 10 ms a inteligibilidade do sinal é seriamente afetada [67]. Mesmo para atrasos menores que 6 ms, normalmente uma distorção perceptível do sinal é inevitável, seja por causa da própria operação de descorrelação do sinal, ou por causa da estimativa polarizada do caminho de realimentação [63].

2.5.3.2 Processamento não linear ou variante no tempo

Processamento variável no tempo consiste na aplicação de filtros no caminho direto para descorrelação entre os sinais do alto falante e microfone [68]. Além da técnica de deslocamento em frequência já citada na seção 2.5.1, filtros de modulação de fase, modulação em frequência e modulação de atraso senoidais também podem ser utilizados. Entretanto, apesar de esses filtros estabilizarem o sistema em malha fechada, suavizando o ganho da malha, as limitações referentes à qualidade do som ainda permanecem [58]. Operações de processamento não-linear também podem ser usadas para reduzir a correlação entre os sinais do alto falante e microfone [47, 51]. A ideia é adicionar ao sinal uma versão dele mesmo processada por um sistema não linear, a fim de reduzir a coerência. Vários tipos de não linearidades podem ser utilizadas, por exemplo, a *square-law*, *square-sign*, etc, mas em particular, a retificação de meia onda tem sido aplicada com sucesso [69, 70].

2.5.3.3 Uso de conhecimento *a priori* sobre o caminho de realimentação

O uso de conhecimento *a priori* sobre o caminho de realimentação também é utilizado para reduzir a polarização. Uma primeira aborda-

gem é a adaptação restringida em que os coeficientes do filtro de cancelamento não podem convergir para uma solução considerada distante (com distância calculada por uma métrica pré-definida) dos coeficientes de referência (conhecimento *a priori* do caminho de realimentação), que são estimados durante a etapa de *fitting* por meio de um sinal de inserção [71]. No entanto, o caminho de realimentação está sujeito a variações, fazendo com que os coeficientes adquiridos na etapa de *fitting* do aparelho auditivo não sejam adequados para uso contínuo. Outra abordagem consiste em aplicar o cancelamento apenas na banda de frequência em que ocorrem as oscilações [72, 73]. Nessa situação, filtros passa-alta ou passa-banda são aplicados ao sinal de erro e ao sinal de entrada do filtro, deixando para o filtro adaptativo apenas a faixa de frequência crítica. Entretanto, a largura de banda dos filtros não pode ser muito pequena, uma vez que a faixa de frequência das oscilações aumenta de acordo com o ganho do aparelho auditivo [13].

2.5.3.4 Método de identificação de sistema em malha fechada

O problema de cancelamento de realimentação pode ser visto como um problema de identificação de sistemas em malha fechada. Essa interpretação pode ser melhor compreendida redesenhando-se a estrutura da Figura 10, como mostrado na Figura 12, e acrescentando-se uma entrada artificial adicional $r(n)$.

O principal problema na identificação do caminho de realimentação é a correlação entre o sinal do microfone e o sinal do alto-falante, que faz com que o filtro adaptativo obtenha uma solução polarizada. Isto significa que o filtro adaptativo não somente prediz e cancela a componente de retorno no sinal de microfone, mas também parte do sinal que chega ao microfone.

Métodos de identificação em malha fechada podem ser classificados em método indireto, método conjunto entrada-saída e método

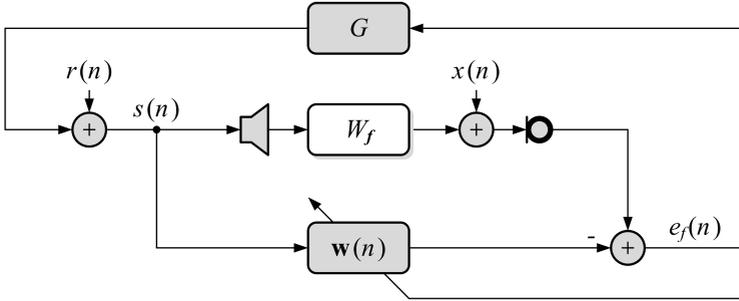


Figura 12 – Cancelamento de realimentação como um problema de identificação de sistemas.

direto [74].

O método indireto baseia-se na inserção de um sinal adicional $r(n)$, normalmente ruído branco, ao alto-falante [61]. Assim como no método indireto, o método conjunto também faz uso de um sinal de prova $r(n)$ adicional na identificação. Entretanto, nesse caso o sinal de prova é uma combinação dos sinais de entrada e saída do sistema, ou seja, o sinal captado pelo microfone e o sinal enviado ao alto-falante. Nesse tipo de abordagem (métodos indireto e conjunto) em que utiliza-se um sinal de prova adicionado ao sinal de alto-falante pode-se, em teoria, diminuir a polarização. No entanto, o nível do sinal de prova deve ser mantido abaixo do limiar de audição para evitar que seja percebido pelo usuário. Quando essa excitação é de intensidade muito baixa, a taxa de convergência do filtro diminui significativamente, o que torna tal abordagem menos interessante para aplicações práticas [75, 76].

Em [77] e [78] são propostas técnicas para lidar com o problema de taxa de convergência e potência do sinal de prova. Apesar de usar sinais de baixa amplitude, ambas as abordagens melhoram significativamente o comportamento de convergência do sistema de cancelamento em comparação com a abordagem tradicional. Uma combinação de um sinal de ruído de prova inaudível, com correlação limitada e filtros de

erro de predição é utilizada para melhorar a relação sinal ruído do sistema em ambas as referências.

Alternativamente aos métodos indireto e conjunto, pode-se recorrer ao método direto de identificação, que não faz uso do sinal de excitação $r(n)$. A resposta ao impulso do caminho de realimentação \mathbf{w}_f é identificada a partir do sinal de alto-falante e do sinal do microfone. No entanto, devido à correlação entre $x(n)$ e $s(n)$ a maioria dos métodos baseados em identificação em malha fechada resulta em uma estimativa polarizada do caminho de realimentação. Assim, a abordagem direta só é aplicável com o método de erro de predição e alguns métodos de processamento em subespaço [59].

2.5.3.5 Método de erro de predição

O método de erro de predição diminui a correlação existente entre os sinais de entrada do aparelho auditivo e o sinal desejado, reduzindo a dispersão dos autovalores da matriz de autocorrelação dos sinais de entrada e, portanto, a polarização [66]. A idéia de pré-branqueamento foi originalmente proposta em [10] com o intuito de otimizar a convergência do filtro LMS em sistemas de identificação. No caso particular de cancelamento de realimentação, o pré-branqueamento do sinal de entrada do filtro adaptativo e do sinal de erro resulta na redução da polarização [66].

Na Figura 13 o filtro $\mathbf{q}(n)$ é um filtro de predição, cuja cópia, dada por $\hat{\mathbf{q}}(n)$, é atualizada a cada nova amostra de entrada. O filtro \mathbf{w}_c é uma cópia de $\mathbf{w}_1(n)$ que pode seguir uma estratégia de cópia amostra a amostra ou um intervalo de tempo determinado.

A minimização da função custo $J = E\{e_q^2(n)\}$, originalmente apresentada em [66], assumindo adaptação lenta dos coeficientes, resulta em:

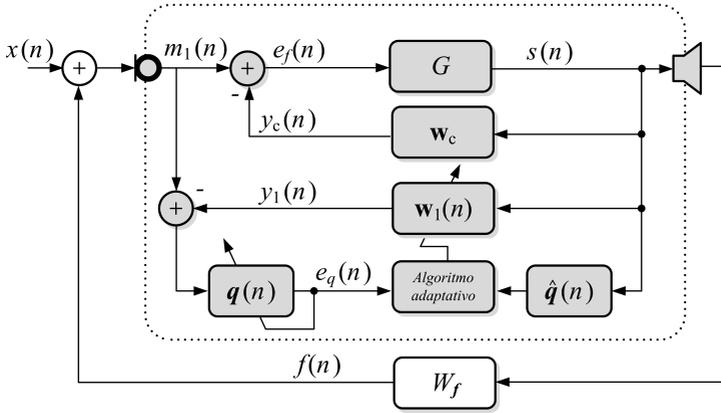


Figura 13 – Método do erro de predição.

$$\mathbf{w}_1^* = \mathbf{w}_f + \mathbf{R}_{s_q s_q}^{-1} \mathbf{r}_{s_q x_q} \quad (2.5)$$

em que \mathbf{w}_1^* é a solução ótima da superfície de desempenho, $\mathbf{R}_{s_q s_q} = E\{\mathbf{s}_q(n)\mathbf{s}_q^T(n)\}$, $\mathbf{r}_{s_q x_q} = E\{\mathbf{s}_q(n)x_q(n)\}$, $\mathbf{s}_q(n) = [s_q(n), s_q(n-1), \dots, s_q(n-M+1)]^T$, $s_q(n) = \mathbf{s}^T(n)\mathbf{q}(n)$ e $x_q(n) = \mathbf{x}^T(n)\mathbf{q}(n)$.

A solução obtida em (2.5) é semelhante ao resultado apresentado na equação (2.4), porém com os sinais $s(n)$ e $x(n)$ filtrados por $\mathbf{q}(n)$, que é responsável por regular a correlação entre $x_q(n)$ e o vetor $\mathbf{s}_q(n)$.

Existe a possibilidade de fazer-se a atualização dos preditores a partir do sinal $s(n)$ [10, 11]. No entanto, a proposta apresentada em [9] e mostrada na Figura 13 é mais vantajosa, pois o sinal de entrada é processado antes das alterações provocadas pelo processamento do caminho direto $G\{\cdot\}$, que por ser normalmente não linear pode comprometer o desempenho dos preditores [79].

A estrutura da Figura 13 será utilizada como base para o desenvolvimento deste trabalho.

2.6 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 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, mal definidas ou mesmo desconhecidas, não sendo possível fazer esse detalhamento. A solução nesses casos é a utilização de filtros digitais com coeficientes variantes, mais conhecidos como filtros adaptativos.

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 [80].

Principalmente no cancelamento de realimentação em aparelhos auditivos, técnicas baseadas em filtragem adaptativa têm se tornado o estado da arte [13]. Através de um algoritmo de adaptação, os coeficientes do filtro são reprojatados continuamente (ou de tempos em tempos) sem a necessidade de conhecimento a priori dos sinais envolvidos e/ou do sistema ao qual está relacionado [81].

O ajuste dos coeficientes de um filtro adaptativo é realizado a partir da minimização de uma função custo por meio de um algoritmo recursivo. Caso o ambiente seja invariante no tempo e os sinais sejam estacionários, os coeficientes do filtro convergem assintoticamente para a solução ótima no sentido quadrático médio, conhecida como solução de Wiener [82, 81]. 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.

O diagrama esquemático de um filtro adaptativo é ilustrado na Figura 14, 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.

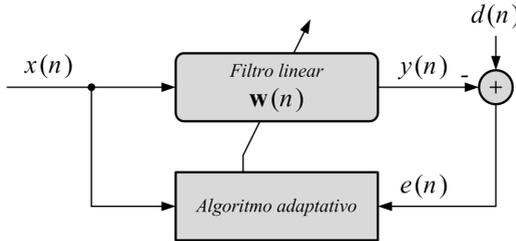


Figura 14 – Esquema básico de um filtro adaptativo.

2.6.1 Algoritmo LMS

Diversos são os algoritmos de adaptação disponíveis na literatura. Dentre eles, destacam-se os pertencentes à família de algoritmos do gradiente estocástico, como o algoritmo LMS (*Least Mean Square*). O algoritmo LMS foi introduzido por Widrow e Hoff (1960) [81, 83] e suas principais características são a simplicidade, baixa complexidade computacional, capacidade de rastreamento e adequado desempenho em diversos modos de operação [84].

O funcionamento do algoritmo LMS pode ser explicado utilizando a estrutura genérica apresentada anteriormente na Figura 14. O sinal de entrada $x(n)$ é aplicado ao filtro linear de resposta finita ao impulso, cujos coeficientes são representados pelo vetor $\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{n-1}(N)]$, com o objetivo de 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 contrária à estimativa do gradiente da função custo, de tal modo que $y(n)$ se aproxime, em média, da melhor estimativa de $d(n)$.

no sentido quadrático médio.

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

1. Filtragem

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (2.6)$$

em que $\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)]$

2. Determinação do erro de estimação:

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.7)$$

3. Adaptação dos coeficientes:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{x}(n)e(n) \quad (2.8)$$

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

De forma geral, o passo de adaptação 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 adaptação varia ao longo do tempo de forma inversa à norma ao quadrado (potência) do vetor de entrada [81]:

$$\mu = \frac{\beta}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)} \quad (2.9)$$

em que β é uma constante positiva.

Além do algoritmo NLMS também podem ser utilizadas outras estratégias de normalização [85].

2.7 MODELAGEM DO SINAL DE VOZ

A maioria dos sinais sonoros presentes no nosso dia-a-dia pode ser considerada como sendo espectralmente colorida, o que significa que esses sinais possuem algum grau de correlação no tempo (por exemplo, a fala, a música, o ruído de carros, sinais de alarme, etc). Muitos dos sinais de áudio podem ser aproximados por um processo autorregressivo aleatório de baixa ordem.

Os sinais de fala por exemplo, que serão o foco deste trabalho podem ser classificados de duas maneiras, sons vozeados ou não-vozeados:

- Sons vozeados (como /a/ em ave, por exemplo) são produzidos por uma excitação quase periódica do trato vocal.
- Sons não-vozeados (como /f/ em fé, por exemplo) são gerados por um fluxo de ar turbulento através de uma constrição no trato vocal. A excitação é modelada como um ruído branco cuja distribuição de probabilidade não é relevante [86].

A determinação do sistema linear que modela o sinal de fala pode ser feita partindo do pressuposto de que o conhecimento de uma amostra do sinal de voz pode ser aproximado adequadamente por uma combinação linear de seus valores passados, associada a uma parcela de inovação, ou seja, pelo método de predição linear [8, 87]. Dessa maneira, o sinal de voz, pode ser expresso como, por exemplo:

$$v(n) = G_s \nu(n) - \sum_{l=1}^L h_{1_l} v(n-l) \quad (2.10)$$

em que $h_{1_1}, h_{1_2}, \dots, h_{1_L}$ são os coeficientes de predição linear e a variância da inovação está associada à G_s . Com isto, tem-se o sinal de voz modelado por um processo AR de ordem L , ou seja, pelo filtro

linear $H_1(z)$ contendo apenas polos:

$$H_1(z) = \frac{G_s}{1 + h_{1_1}z^{-1} + h_{1_2}z^{-2} + \dots + h_{1_L}z^{-L}} \quad (2.11)$$

quando excitado por ruído branco.

Os coeficientes de predição linear podem ser determinados fazendo-se a minimização, em média, da diferença entre segmentos de fala e o sinal $v(n)$ de saída do modelo. Usualmente, a estimação é feita para segmentos com duração de 10 a 30 ms, intervalos nos quais a voz pode ser considerada quase-estacionária [86]. Neste trabalho, assume-se que o processo AR que modela o sinal de fala é fixo durante todo o processo de adaptação, como em [9, 11, 64].

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

2.8 PROPOSTA DE MODELAGEM DO PROBLEMA FÍSICO OCLUSÃO-REALIMENTAÇÃO

A grande maioria dos sinais de áudio presentes no dia-a-dia pode ser considerada espectralmente colorida. Isto significa que esses sinais são correlacionados no tempo (por exemplo, voz, música, barulho do motor de um carro, alarmes, etc) e podem ser modelados adequadamente por processos aleatórios autoregressivos (AR) de baixa ordem [9]. Na Figura 15 os sinais $v(n)$, $x(n)$ e $z(n)$ representam, respectivamente, a fala do usuário de aparelho auditivo, a fala de outros indivíduos e o ruído ambiente.

O atraso δ sofrido por $v(n)$ representa o tempo de propagação da onda acústica proveniente do sistema fonador do usuário de apare-

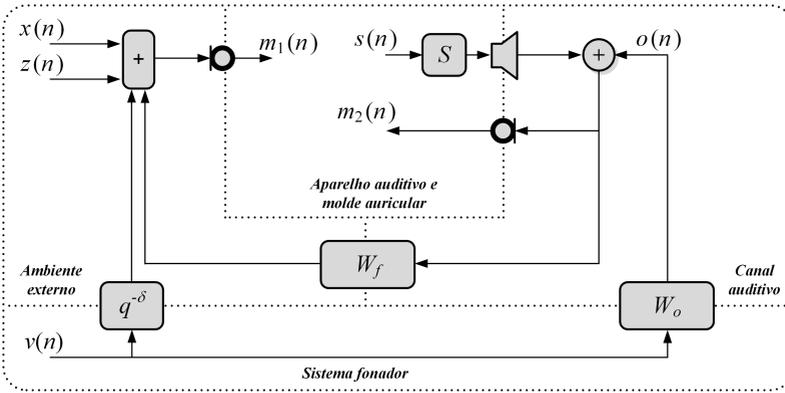


Figura 15 – Estrutura física do sistema de cancelamento de oclusão-realimentação.

lho auditivo até chegar ao microfone externo. Os sistemas W_f e W_o representam o caminho de realimentação entre o alto-falante e o microfone externo e o sistema de oclusão gerado pela porção cartilaginosa presente no ouvido interno, respectivamente.

As mudanças impostas no sinal pelo caminho direto (S_1 e S_2 , como mostrado na Figura 9) podem afetar severamente o desempenho do sistema de cancelamento. Para minimizar tal problema é possível utilizar um procedimento de equalização, conforme pode ser visto na Figura 16. Neste processo é assumido que a convolução entre o caminho direto (S_1) e o equalizador S_3 pode ser aproximada por um atraso de Δ amostras, de tal maneira que $S = S_1 * S_3 = q^{-\Delta}$. Em [14] o caminho direto de um sistema de auxílio à audição apresentou uma atenuação bastante significativa em baixas frequências até aproximadamente 1 kHz, possuindo uma atenuação de aproximadamente 17 dB para frequências em torno de 500 Hz (vizinhança da zona do efeito de oclusão). Essa resposta em frequência foi 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. Dessa forma, a compensação do caminho direto é altamente dependente das características físicas do alto-falante utilizado. Na Figura 15, o caminho direto compensado é representado por S , assumindo-se que os efeitos de filtragem relativos à conversão analógica-digital podem ser negligenciados, visto que a resposta em frequência dos microfones é aproximadamente plana em todo o espectro [88].



Figura 16 – Compensação da influência do caminho direto.

De acordo com a Figura 15, o sinal captado pelo microfone externo é dado por:

$$m_1(n) = v(n - \delta) + x(n) + z(n) + f(n) \quad (2.12)$$

em que $f(n)$ representa o sinal que chega no microfone externo por meio do caminho de realimentação, dado por:

$$f(n) = [\mathbf{s}(n - \Delta) + \mathbf{o}(n)]^T \mathbf{w}_f \quad (2.13)$$

em que $\mathbf{s}(n - \Delta) = [s(n - \Delta), s(n - \Delta - 1), \dots, s(n - \Delta - M + 1)]^T$, $\mathbf{o}(n) = [o(n), o(n - 1), \dots, o(n - M + 1)]^T$, $o(n) = \mathbf{v}^T(n) \mathbf{w}_o$ é o sinal de oclusão, $\mathbf{w}_o = [w_{o_0}, w_{o_1}, \dots, w_{o_{N-1}}]^T$ e $\mathbf{w}_f = [w_{f_0}, w_{f_1}, \dots, w_{f_{M-1}}]^T$. Substituindo-se (2.13) em (2.12), obtém-se:

$$m_1(n) = v(n - \delta) + x(n) + z(n) + [\mathbf{s}(n - \Delta) + \mathbf{o}(n)]^T \mathbf{w}_f \quad (2.14)$$

e

$$m_1(n) = b(n) + \mathbf{s}^T(n - \Delta) \mathbf{w}_f + \mathbf{w}_o^T \mathbf{V}(n) \mathbf{w}_f \quad (2.15)$$

em que o escalar $b(n)$ e a matriz $\mathbf{V}(n)$ de dimensão $N \times M$ são definidos como:

$$b(n) = v(n - \delta) + x(n) + z(n) \quad (2.16)$$

$$\mathbf{V}(n) = [\mathbf{v}(n), \mathbf{v}(n-1), \dots, \mathbf{v}(n-M+1)] \quad (2.17)$$

e

$$\mathbf{v}(n) = [v(n), v(n-1), \dots, v(n-N+1)]^T \quad (2.18)$$

A equação (2.15) ainda pode ser escrita por:

$$m_1(n) = b(n) + [\mathbf{s}(n-\Delta) + \mathbf{V}^T(n)\mathbf{w}_o]^T \mathbf{w}_f \quad (2.19)$$

e

$$m_1(n) = b(n) + \mathbf{m}_2^T(n)\mathbf{w}_f \quad (2.20)$$

em que

$$\mathbf{m}_2(n) = [m_2(n), m_2(n-1), \dots, m_2(n-M+1)]^T \quad (2.21)$$

$$\mathbf{m}_2(n) = \mathbf{s}(n-\Delta) + \mathbf{V}^T(n)\mathbf{w}_o \quad (2.22)$$

$$m_2(n) = s(n-\Delta) + \mathbf{v}^T(n)\mathbf{w}_o \quad (2.23)$$

$$m_2(n) = s(n-\Delta) + o(n) \quad (2.24)$$

3 IDENTIFICAÇÃO DOS SISTEMAS DE REALIMENTAÇÃO E OCLUSÃO

Este capítulo apresenta a metodologia utilizada para a estimação pareada das funções de transferência do caminho de realimentação e do sistema de oclusão, possibilitando fazer a associação simultânea das características desses dois fenômenos ao diâmetro do duto de ventilação existente no molde. Primeiramente, é feita a descrição do molde utilizado nas medições e a plataforma de aquisição dos dados. Os métodos para identificação dos sistemas são descritos e, em seguida, são apresentados os resultados obtidos. Adicionalmente, são apresentados indícios experimentais acerca das suposições sobre os atrasos de propagação referentes ao atraso de processamento do DSP (Δ) e ao atraso de propagação da fala do sistema fonador até o microfone externo (δ).

3.1 MOLDES

O principal elemento físico necessário para a estimação dos sistemas de oclusão e realimentação é o molde adaptado à orelha do usuário. Além de estar bem adaptado ao ouvido, a construção do molde deve levar em consideração alguns fatores importantes relacionados a ambos os sistemas de interesse, já que esses afetam diretamente a resposta ao impulso de ambos. O caminho de realimentação depende de alguns fatores, como:

- Tipo de aparelho (ITE, BTE, CIC);
- Diâmetro do duto de ventilação;
- Obstáculos existentes próximos ao aparelho (mãos, chapéu, telefones);
- Posicionamento do aparelho no canal;

- Características anatômicas do usuário.

O sistema de oclusão depende basicamente do caminho percorrido pela voz do usuário do aparelho auditivo, partindo das cordas vocais até chegar ao canal auditivo. Nesse momento as vibrações ficam contidas entre o tímpano e o bloqueio no canal do ouvido (molde). O efeito de oclusão é bastante incômodo principalmente para pessoas com perda neuro-sensorial de severa a profunda apenas em altas frequências [89].

Para este trabalho, o tipo BTE foi escolhido, pois o modelo retroauricular é indicado para qualquer tipo de perda, especialmente para perdas severa e profunda [90]. Além disso, o aparelho BTE é mais apropriado para minimizar a realimentação, devido à maior distância entre microfone e alto-falante. Por conter os componentes eletroacústicos na caixa localizada atrás da orelha, apresenta espaço para a inclusão de um microfone secundário no molde auricular para auxiliar na medida da pressão acústica dentro do canal do ouvido.

A Figura 17(a) apresenta o molde auricular construído para esta aplicação. Além do microfone (denominado aqui como microfone externo) e do alto-falante convencionais, localizados dentro da caixa do BTE, um microfone extra (tratado como microfone interno) foi acoplado ao molde, com a face voltada à parte interna do canal auditivo, por um tubo de 15 mm de comprimento e 0,5 mm de diâmetro (Figura 17(b)). Possíveis erros de medição da pressão acústica devido à separação entre o microfone interno e a membrana timpânica podem ser desprezados, uma vez que o campo de som não varia significativamente dentro do canal do ouvido [91].

Quatro diâmetros diferentes foram utilizados para o duto de ventilação. O molde foi feito originalmente com um duto de ventilação de 3 mm de diâmetro. A alteração dos diâmetros foi feita por meio da

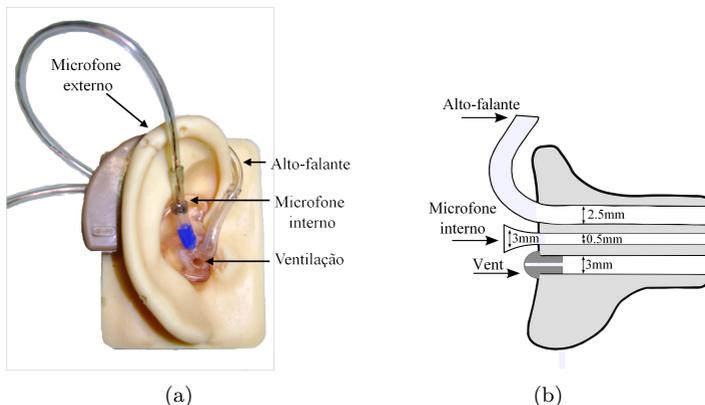


Figura 17 – Molde auricular e protótipo do aparelho do tipo BTE (a), e esquemático do molde auricular (b).

inserção de um adaptador de ventilação (MVP¹), com dois diâmetros internos e um que caracteriza o completo fechamento do canal. Além do diâmetro de 3mm do próprio molde, os seguintes diâmetros do MVP foram utilizados: 2 mm, 1 mm e 0 mm (duto de ventilação completamente bloqueado).

3.2 PLATAFORMA DE PROCESSAMENTO

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

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*) [92].

O processador ADSP-BF537 possui uma arquitetura que com-

¹MVP: *mini vent plug*

bina instruções RISC (*Reduced Instruction Set Computer*) com instruções de DSP (*Digital Signal Processor*), as quais podem ser usadas em paralelo. Por ser especialmente desenvolvido para aplicações de processamento de sinais (filtragem, controle e outros) possui laços e *buffer* circular implementados em hardware e é capaz de realizar duas operações MAC (mutiplica-acumula) em paralelo por ciclo de relógio [92].

O processador ADSP-BF537 possui memória interna SRAM, que pode ser usada para instruções ou armazenamento de dados. Possui ainda 64 Mbytes ($32\text{M} \times 16$ bits) de SDRAM e 4 Mbytes ($2\text{M} \times 16$ 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 (padrão RS232), comunicação USB (*Universal Serial Bus*), leds e botões. A plataforma utilizada neste trabalho (Figura 18) pode operar em 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) [93] e AD1854 (DAC) [94]. Ambos podem trabalhar independentemente, a uma frequência de amostragem de 96 kHz ou 48 kHz. Os sinais de clock são sincronizados com a taxa de amostragem.

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 filtragem e decimação do sinal captado pelos microfones. A resposta em frequência do filtro *antialiasing* aplicado é mostrada na Figura 19.

Os microfones de eletreto necessitam de pré-amplificação e tensão de alimentação para sua polarização. Para adequar os sinais captados pelos microfones com os requisitos do conversor analógico-digital asso-

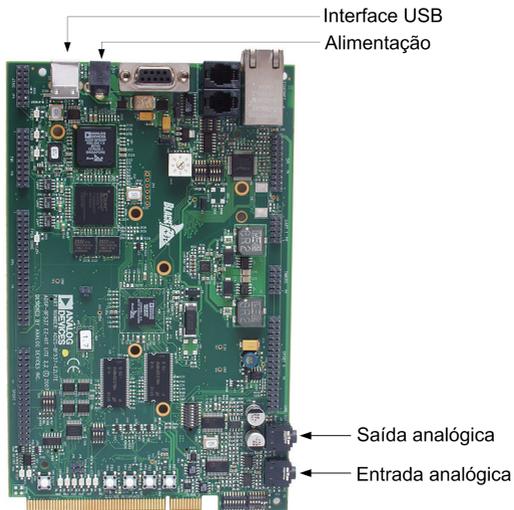


Figura 18 – Placa de desenvolvimento ADSP-BF537 EZ-KIT Lite.

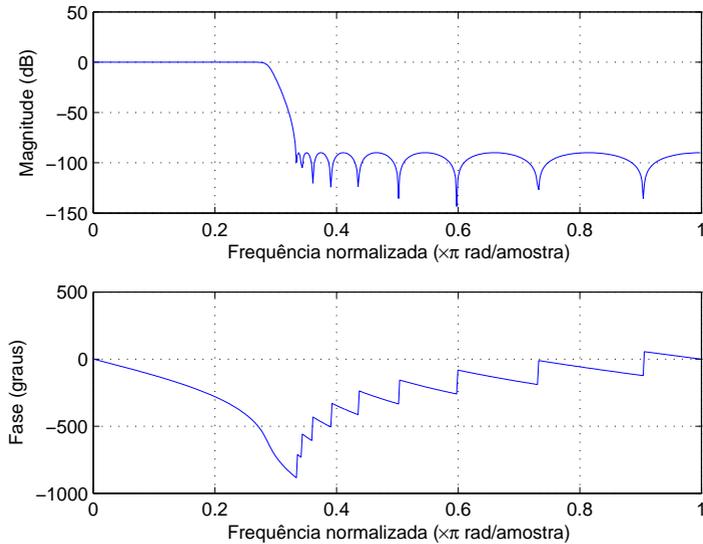


Figura 19 – Resposta em frequência do filtro *antialiasing*.

ciado ao processador de sinais, foi implementado um sistema de condicionamento com dois canais para amplificação, *bufferização*, filtragem e ajuste de nível [43]. Medições 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 a componente contínua do sinal proveniente dos microfones de eletreto. Após a filtragem, o sinal é amplificado por um amplificador não-inversor (TL082CN), sendo o canal 1 ajustado para um ganho fixo de 20 e o canal 2 com ganho variável até 1000. O canal 1 foi utilizado para conectar o microfone interno, voltado à cavidade auditiva, enquanto o canal 2 foi conectado ao microfone externo. O ganho do canal 2 foi ajustado para o máximo valor possível (evitando grampeamento) durante a realização das medidas do caminho de realimentação. As medidas foram feitas em um voluntário sem problemas de audição e o sinal emitido pelo alto-falante foi ajustado de modo a evitar desconforto.

3.3 AQUISIÇÃO DOS DADOS

O sistema de aquisição foi composto pelo molde do ouvido, a placa de desenvolvimento ADSP-BF537 *EZ-KIT Lite* e a unidade de condicionamento de sinal analógico para a amplificação de áudio e filtragem. O nível de amplificação do sinal foi ajustado de modo que os sinais de entrada dos microfones apresentassem intensidade adequada (máximo aproveitamento da faixa dinâmica dos sinais envolvidos) para os processos de identificação. Uma visão geral do sistema é apresentada na Figura 20.

O processo de caracterização do efeito de oclusão e caminho de realimentação foi realizado em um indivíduo (do sexo feminino, 28 anos

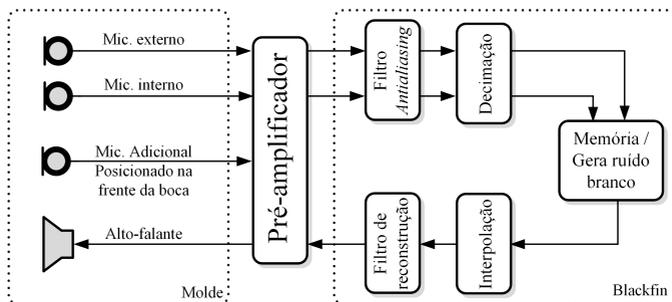


Figura 20 – Diagrama em blocos do sistema de aquisição e síntese de dados.

de idade, sem queixas sobre limitações auditivas) usando um molde auricular personalizado. O procedimento de identificação foi realizado em três etapas (realizações) para cada um dos diâmetros de ventilação. O molde foi posicionado na orelha do indivíduo e então, a aquisição dos sinais foi realizada independentemente para os seguintes casos: caminho de realimentação com e sem obstáculo; e sistema de oclusão para a vogal tônica /i/ com e sem obstáculo. O molde foi então removido e reinserido para uma nova realização das medidas.

As medições foram realizadas na câmara semi-anecóica de 125 m³ do Laboratório de Vibrações e Acústica (LVA)/UFSC. Esse ambiente apresenta nível de ruído de fundo médio de -12 dB (NPS - Nível de Pressão Sonora) e reverberação reduzida ($T_{60}^2 < 0,3s$) [95].

3.3.1 Identificação do caminho de realimentação

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

² T_{60} - Tempo de reverberação: tempo necessário para que o nível de pressão sonora decaia 60 dB após a fonte interromper a emissão de som.

tal medida, um sinal aleatório branco Gaussiano de média nula, gerado na própria plataforma de processamento, foi emitido pelo alto-falante do molde. A parcela do sinal que se propaga pelo duto de ventilação ou que vaza pelas laterais do molde, ou ainda, diretamente pela caixa acústica posicionada atrás da orelha onde se encontram microfone e alto-falante, é captada pelo microfone externo. Ambos os sinais foram armazenados na memória interna do DSP para processamento posterior. A Figura 21 detalha como ocorre esse processo.

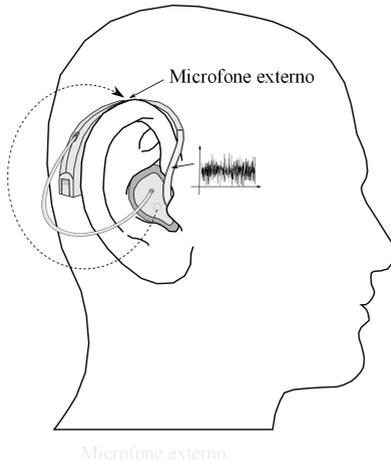


Figura 21 – Esquema para a medida do caminho de realimentação.

Para a identificação do caminho de realimentação, foi utilizado o método não-paramétrico baseado na estimação da correlação [96]. Os métodos não-paramétricos estimam a resposta ao impulso ou a resposta em frequência do sistema. Ambas caracterizam a dinâmica do sistema em estudo [97].

O sinal captado pelo microfone externo é modelado como:

$$y(n) = \sum_{k=1}^{\infty} w_{f_k} u(n-k) + \eta(n) \quad (3.1)$$

em que w_{f_k} representa os coeficientes da resposta ao impulso do cami-

nho de realimentação, $u(n)$ é o sinal de excitação (branco Gaussiano de média nula), e $\eta(n)$ é o ruído de medição (independente de $u(n)$).

A correlação cruzada $R_{yu}(m) = E\{y(n)u(n-m)\}$ entre o sinal de excitação $u(n)$ e o sinal do microfone externo $y(n)$ é obtida multiplicando-se (3.1) por $u(n-m)$ e tomando-se o valor esperado, resultando em:

$$R_{yu}(m) = \sum_{k=1}^{\infty} w_{fk} R_{uu}(m-k) + R_{\eta u}(m) \quad (3.2)$$

sendo $R_{uu}(k)$ a função de autocorrelação do sinal de entrada. Sendo que o sinal de excitação é um ruído branco, tem-se:

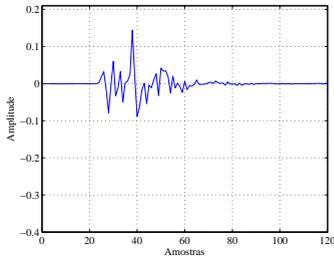
$$\begin{cases} R_{uu}(k) = \delta(k) \\ R_{\eta u}(k) = 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

A partir das condições expressas em (3.3), a correlação cruzada de (3.2) é reduzida para:

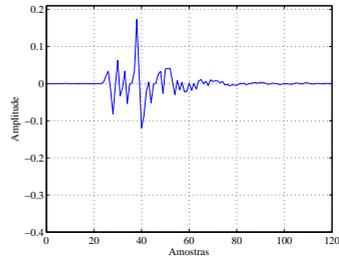
$$R_{uy}(m) = w_{f_m} \quad (3.4)$$

Dessa maneira, tem-se que a correlação cruzada entre as amostras dos sinais de excitação e microfone externo corresponde à resposta ao impulso discreta do caminho de realimentação.

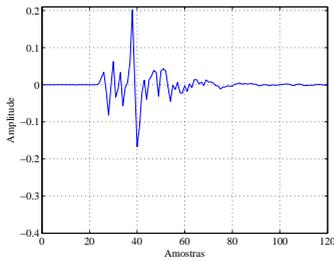
Para cada diâmetro de ventilação, a resposta ao impulso resultante foi obtida pela média das três respostas ao impulso calculadas em cada realização. A Figura 22 apresenta a média para cada um dos diâmetros de ventilação. Existe um atraso de aproximadamente 22 amostras, devido à propagação do som e ao processamento pelos conversores digital-analógico e analógico-digital da plataforma de desenvolvimento. As demais amostras são decorrentes de reflexões acústicas.



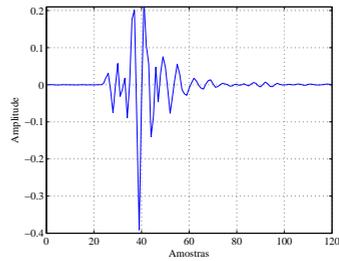
(a) Ventilação de 0 mm



(b) Ventilação de 1 mm



(c) Ventilação de 2 mm



(d) Ventilação de 3 mm

Figura 22 – Resposta ao impulso média do caminho de realimentação para três realizações de cada um dos diâmetros de abertura de ventilação.

3.3.2 Identificação do sistema de oclusão

Segundo Dillon [2], o efeito de oclusão é mais notável nos fonemas *ee* e *oo* na língua inglesa, que correspondem aos fonemas /i/ e /u/ em português, por possuírem a primeira formante na região de máximo efeito de oclusão (em torno de 300 Hz). O efeito de oclusão é predominante na faixa de frequência de 200 a 500 Hz. Na Tabela 1, estão os valores médios das frequências da primeira e segunda formantes de cada vogal tônica. Corroborando [2], as vogais /i/ e /u/ são as que possuem a primeira formante mais centrada na região onde ocorre a oclusão, tanto em homens quanto em mulheres, seguidas da vogal /o/.

Tabela 1 – F_1 e F_2 (Hz) das vogais tônicas do português falado no Brasil. Extraída de [98].

Grupos	Formantes	/i/	/e/	/ɛ/	/a/	/ɔ/	/o/	/u/
Homens	F_1	398	563	699	807	715	558	400
	F_2	2456	2339	2045	1440	1201	1122	1182
Mulheres	F_1	425	628	769	956	803	595	462
	F_2	2984	2712	2480	1634	1317	1250	1290
Crianças	F_1	465	698	902	1086	913	682	505
	F_2	3176	2825	2606	1721	1371	1295	1350

Com o molde posicionado no ouvido, o voluntário foi solicitado a pronunciar e manter a locução do fonema /i/, enquanto os sinais do microfone interno e de um microfone adicional localizado na frente da boca do voluntário foram adquiridos (Figura 23). Os sinais foram armazenados na memória interna da plataforma de processamento para análise posterior no Matlab[®] [99].

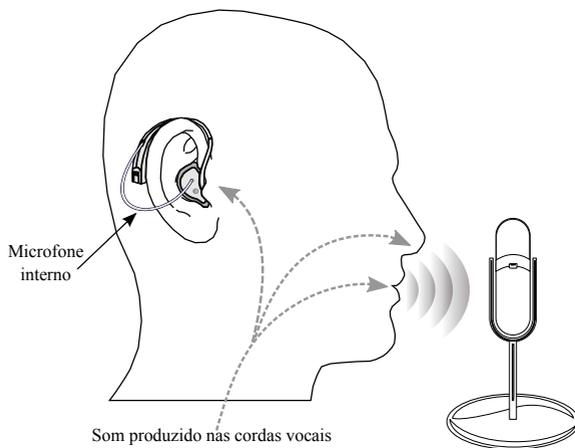


Figura 23 – Esquema para a medida do sistema de oclusão.

Uma vez que as amostras do sinal de excitação (neste caso um sinal de voz correspondendo a uma vogal) são altamente correlacionadas e quase-estacionárias, ou ainda ciclo-estacionárias, o método não-paramétrico baseado na estimação da correlação, utilizado para iden-

tificar o caminho de realimentação, não é a alternativa mais apropriada para a estimação da resposta ao impulso do sistema de oclusão. Uma alternativa é a utilização do Método dos Mínimos Quadrados, ou Mínimos Quadrados Ordinários (MQO) ou OLS (do inglês *Ordinary Least Squares*). Esse é um método de otimização matemática que procura encontrar o melhor ajuste para um conjunto de dados tentando minimizar a soma dos quadrados das diferenças entre o valor estimado e os dados observados (tais diferenças são chamadas resíduos).

O modelo ARX, Figura 24, foi utilizado para o processo de estimação. A estimativa via modelo ARX é o mais eficiente dos métodos de estimação polinomiais porque é o resultado da resolução de equações de regressão linear em forma analítica [97]. Além disso, a solução é única. Por conseguinte, o modelo ARX é preferível, especialmente quando a ordem do modelo é alta.

O modelo ARX segue a seguinte estrutura (Figura 24):

$$y(t) + a_1 y(t-1) + \dots + a_{na} y(t-na) = b_1 u(t-nk) + \dots + b_{nb} u(t-nb-nk+1) + e(t) \quad (3.5)$$

Os parâmetros na e nb são correspondentes à ordem do modelo ARX, e nk é o atraso.

- $y(t)$ - saída no tempo de t ;
- na - número de polos;
- nb - número de zeros mais 1;
- nk - número de amostras de entrada que ocorrem antes da entrada ser afetada pela saída, também chamado de *dead time* no sistema;
- $y(t-1) \dots y(t-na)$ - saídas anteriores que dependem a saída;
- $u(t-nk) \dots u(t-nk-nb+1)$ - as entradas anteriores e atrasadas em que a saída depende;

- $e(t-1)...e(t-nc)$ – ruído branco.

Uma maneira mais compacta para a descrição de (3.5) é:

$$A(q)y(t) = B(q)u(t - n_k) + e(t) \quad (3.6)$$

em que q é o operador de atraso. Especificamente:

$$A(q) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{na}q^{-na} \quad (3.7)$$

$$B(q) = b_1 + b_2q^{-1} + \dots + b_{nb}q^{-nb+1} \quad (3.8)$$

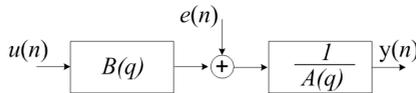


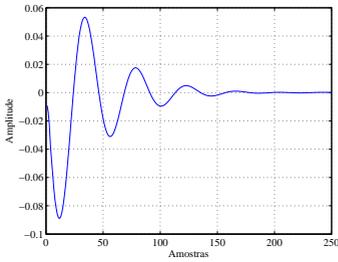
Figura 24 – Modelo ARX.

Os parâmetros são descritos na forma vetorial $[na, nb, nk]$, sendo $na = 4$, correspondente ao polinômio $A(q)$; $nb = 4$, à ordem do polinômio $B(q) + 1$; $nk = 0$. O procedimento para identificação foi realizado por meio da segmentação dos sinais de entrada e desejado do sistema, em trechos de 20 ms (período em que a voz pode ser considerada estacionária, mesmo no caso em que não são feitas restrições quanto à locução) com sobreposição de 50% dos trechos amostrados.

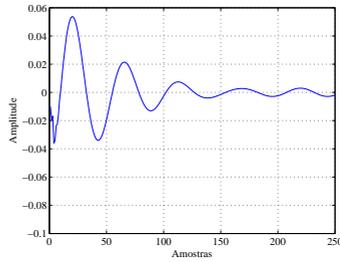
Cada resposta ao impulso (para cada diâmetro de ventilação) foi obtida calculando a média das três respostas ao impulso obtidas em cada uma das três realizações, como apresentado na Figura 25, para os quatro diâmetros de ventilação.

A resposta ao impulso do sistema de oclusão possui aproximadamente 99% da energia concentrada nas primeiras 150 amostras. Portanto, para os experimentos realizados no decorrer deste trabalho a resposta ao impulso será limitada em 150 amostras.

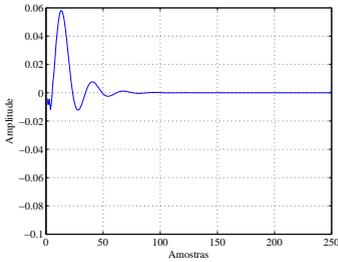
Para verificação quantitativa do grau de estacionaridade dos sinais de voz, o teste *Reverse Arrangement* foi aplicado [100, 101]. O teste



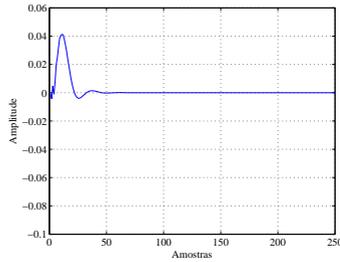
(a) Ventilação de 0 mm



(b) Ventilação de 1 mm



(c) Ventilação de 2 mm



(d) Ventilação de 3 mm

Figura 25 – Resposta ao impulso do sistema de oclusão para três realizações de cada um dos diâmetros de abertura de ventilação.

considera uma sequência de T observações de uma variável aleatória x , sendo as observações representadas por x_i , $i = 1, 2, 3, \dots, T$. O número de *Reverse Arrangements* (RAs), representado por A , é calculado pela inequação dada por $x_i > x_j$ para $i < j$. A definição geral de A é dada por:

$$h_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{se } x_i > x_j \\ 0, & \text{alhores} \end{cases}$$

Então:

$$A = \sum_{i=1}^{T-1} A_i$$

em que:

$$A_i = \sum_{j=i+1}^T h_{ij}$$

Se a sequência de T observações constitui um conjunto de observações independentes da mesma variável aleatória, o número de *reverse arrangements* é uma variável aleatória A com média e variância dadas, respectivamente, por:

$$\mu_A = \frac{T(T-1)}{4}$$

$$\sigma_A^2 = \frac{2T^3 + 3T^2 - 5T}{72} = \frac{T(2T+5)(T-1)}{72}$$

Os limites de estacionaridade são calculados com base na tabela de pontos percentuais da distribuição *Reverse Arrangement* [100]. Para $T \geq 10$ a distribuição da variável aleatória A é aproximadamente normal, e considerando um nível de significância de 5% os limites mínimo e máximo para o sinal ser considerado estacionário é calculado por $\mu_A \mp 1,96\sigma_A$.

O teste estatístico *Reverse Arrangement* foi aplicado a trechos de 20 ms de todos os sinais de entrada adquiridos pelo sistema (microfone adicional) para todas as realizações de todos os diâmetros da abertura de ventilação. A média dos resultados obtidos no teste estatístico resultou em 82% dos segmentos analisados contidos dentro dos limites calculados para a estacionariedade. Um dos testes é mostrado na Figura 26 como exemplo.

3.4 RESULTADOS

Os resultados apresentados nesta seção referem-se à caracterização do caminho de realimentação e do sistema de oclusão para quatro diâmetros diferentes de ventilação, para os casos com e sem

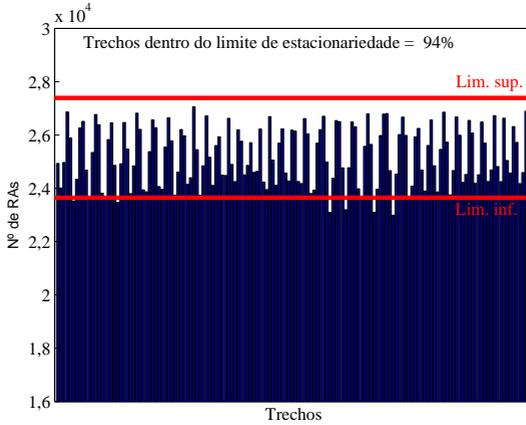


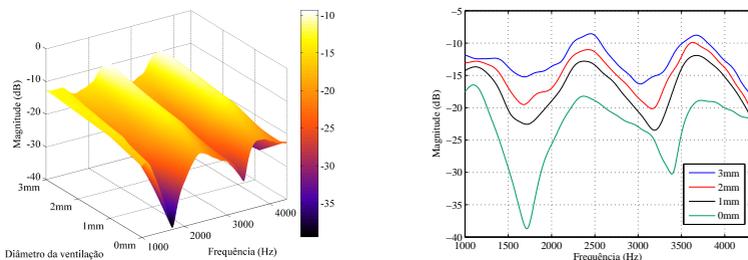
Figura 26 – Teste de estacionariedade aplicado ao sinal de entrada do filtro.

a influência de um obstáculo (telefone celular) posicionado próximo à orelha. Os resultados são apresentados no domínio da frequência, obtidos a partir da transformada rápida de Fourier (1024 *bins*) da resposta ao impulso estimada. A magnitude máxima, considerando ambos os sistemas e diferentes configurações, foi normalizada para 0 dB.

As respostas em frequência do caminho de realimentação e do sistema de oclusão foram obtidas para a mesma configuração física (moldes, montagem). Dessa forma, as respostas pareadas de ambos os efeitos foram obtidas para os quatro diâmetros de ventilação (0, 1, 2, 3 mm).

A Figura 27 mostra os resultados obtidos para o processo de identificação do caminho de realimentação sem obstáculos externos, para os quatro tamanhos diferentes de abertura de ventilação (0, 1, 2 e 3 mm). No gráfico são apresentadas somente as frequências entre 1-4 kHz, onde é concentrada a faixa de interesse do problema de realimentação [40, 102].

Os resultados apresentados na Figura 27 corroboram os resulta-



(a) Caminho de realimentação em função da frequência e diâmetro da abertura de ventilação

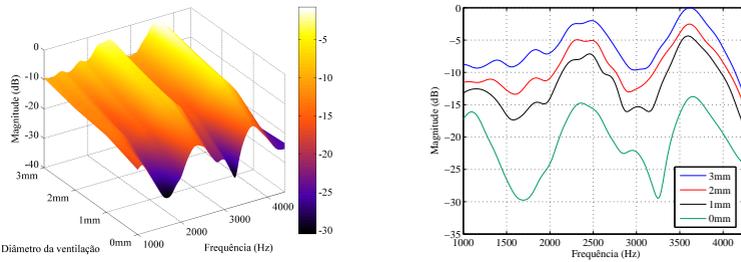
(b) Caminho de realimentação em função da frequência para aberturas de ventilação de diferentes diâmetros

Figura 27 – Resposta em frequência do caminho de realimentação para diferentes diâmetros de ventilação (sem obstáculos).

dos já apresentados na literatura que relatam que quanto maior a abertura de ventilação maior a quantidade de som que retorna ao microfone externo, conseqüentemente, aumentando a magnitude da resposta em frequência do caminho de realimentação [18, 60].

A existência de um objeto, como um obstáculo próximo ao ouvido, resulta em valores de magnitude maiores do que os observados na Figura 27, favorecendo a instabilidade. A Figura 28 mostra o caminho de realimentação para o caso em que um aparelho celular é colocado à 5 cm da orelha do voluntário. Nesse caso, é possível notar um aumento de aproximadamente 5 dB na magnitude para todas as frequências, se comparado ao caso sem obstáculo. As Figuras 27 e 28 foram normalizadas pelo mesmo fator de escala de 5.7 dB, referente ao valor absoluto máximo das respostas em frequência medidas.

Na literatura científica, as medidas de efeito de oclusão têm sido geralmente apresentadas sob a forma de diferenças entre o sinal no ouvido quando ocluído (*Real-ear Occluded Response* - REOR) e o sinal no ouvido sem obstrução (*Real-ear Unaided Response* - REUR) [2, 17, 18]. REUR é definido como o nível de pressão sonora (*Sound Pressure Level* - SPL) em função da frequência medida no canal do ouvido (aberto)



(a) Caminho de realimentação em função da frequência e diâmetro da abertura de ventilação

(b) Caminho de realimentação em função da frequência para aberturas de ventilação de diferentes diâmetros

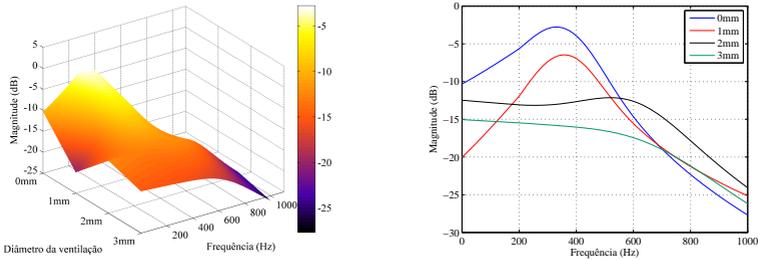
Figura 28 – Resposta em frequência do caminho de realimentação para diferentes diâmetros de ventilação (com obstáculo).

durante a vocalização. REOR é a resposta em frequência em SPL, medida no canal do ouvido, quando o molde está posicionado no ouvido, durante a vocalização. Os resultados apresentados a seguir referem-se à estimativa do sistema físico que produz o efeito de oclusão. As respostas em frequência obtidas modelam o sistema de oclusão, que caracteriza as transformações do som (gerado no trato vocal) decorrentes da transmissão da fala do usuário através das partes ósseas e cartilaginosas até chegar à membrana timpânica.

Para o sistema de oclusão tem-se que quanto menor o diâmetro do duto de ventilação, maior é o valor da magnitude da resposta em frequência do sistema de oclusão, conforme mostrado na Figura 29. É importante salientar que para efeitos de comparação, todos os resultados apresentados nesta seção foram normalizados pelo mesmo fator de escala, obtido por todas as respostas em frequência medidas. A diferença de magnitude máxima entre 0 e 3 mm é de aproximadamente 12 dB em 360 Hz. Análises subjetivas apresentadas em [2] relatam que a ventilação de 2 mm já é suficiente para aliviar o efeito de oclusão a um nível tolerável, no entanto continuando perceptível pelo usuário, em comparação com o caso em que não há ventilação. Por outro lado, um

diâmetro a partir de 3 mm é suficiente para suprimir completamente essa sensação [2, 3, 37].

Conforme esperado, a presença de um obstáculo próximo da orelha não resultou em alterações significativas na estimativa do sistema de oclusão, em comparação com o caso sem obstáculo, para todos os tamanhos de ventilação. Dessa forma, esses resultados não são apresentados.



(a) Sistema de oclusão em função da frequência para aberturas de ventilação de diferentes diâmetros

(b) Sistema de oclusão em função da frequência para aberturas de ventilação de diferentes diâmetros

Figura 29 – Resposta em frequência do sistema de oclusão para diferentes diâmetros de ventilação.

Os resultados apresentados na Tabela 2 mostram a magnitude diferencial média em função da frequência $20 \log_{10}(P_\phi(f)) - 20 \log_{10}(P_3(f))$ para as aberturas de ventilação com diâmetro de 0, 1 e 2 mm, em comparação com o caso de 3 mm, sendo que $\phi = 0, 1, 2$ e $P(f)$ é a magnitude na frequência f . A última linha da tabela mostra que as variações diferenciais médias para o caminho de realimentação são em torno de 1,8 a 2,5 vezes menores (em dB) quando a ventilação é alterada de 2 mm para 1 mm e de 1 mm para 0 mm, respectivamente. O mesmo fenômeno ocorre quando se observa o caso em que há um obstáculo próximo à orelha e diminui proporcionalmente para o sistema de oclusão. O que significa que para cada aumento de 1 mm de diâmetro, a intensidade de sinal que sai através da ventilação aumenta aproximadamente duas

vezes em dB para o caso da realimentação e diminui a mesma proporção para o caso da oclusão.

Tabela 2 – Magnitude diferencial para uma abertura de ventilação de 3 mm.

	3mm – 2mm			3mm – 1mm			3mm – 0mm		
	CR	CRO	SO	CR	CRO	SO	CR	CRO	SO
200Hz	-	-	2,3	-	-	3,7	-	-	9,9
300Hz	-	-	2,6	-	-	8,5	-	-	12,7
400Hz	-	-	3,3	-	-	9,1	-	-	12,1
500Hz	-	-	4,3	-	-	5,4	-	-	7,5
1,0kHz	-1,1	-2,7	-	-2,0	-4,3	-	-5,6	-8,3	-
1,5kHz	-3,2	-3,8	-	-6,6	-7,7	-	-15,6	-17,6	-
2,0kHz	-3,3	-3,9	-	-5,3	-7,0	-	-12,6	-17,1	-
2,5kHz	-2,5	-3,0	-	-4,5	-5,4	-	-10	-13,6	-
3,0kHz	-2,2	-3,0	-	-4,3	-5,7	-	-6,7	-12,7	-
3,5kHz	-1,9	-2,6	-	-3,8	-4,3	-	-13,8	-15,1	-
4,0kHz	-1,1	-2,2	-	-2,4	-4,3	-	-7,2	-13,2	-
4,5kHz	-2,3	-1,5	-	-3,1	-4,9	-	-3,7	-9,9	-
Média _(dB)	-2,2	-2,8	3,1	-4	-5,4	6,6	-9,4	-13,4	10,5

CR - caminho de realimentação; CRO - caminho de realimentação com obstáculo; SO - sistema de oclusão.

De forma a analisar concomitantemente a relação entre o sistema de oclusão e o caminho de realimentação (com e sem obstáculo), foi calculada a magnitude média das respostas em frequência apresentadas nas Figuras 27(b), 28(b) e 29(b). A Figura 30 sumariza os valores resultantes tanto para oclusão quanto para realimentação como uma função do diâmetro da abertura de ventilação.

Como esperado, a magnitude do sistema de oclusão diminui conforme a abertura da ventilação aumenta. Para o caso do caminho de realimentação têm-se um aumento médio de 5 dB entre os casos com e sem obstáculo. Quanto menor a abertura de ventilação menor a influência do caminho de realimentação. Mesmo ocorrendo em faixas de frequência distintas os dois fenômenos são visivelmente correlacionados entre si, ambos dependentes do diâmetro da ventilação.

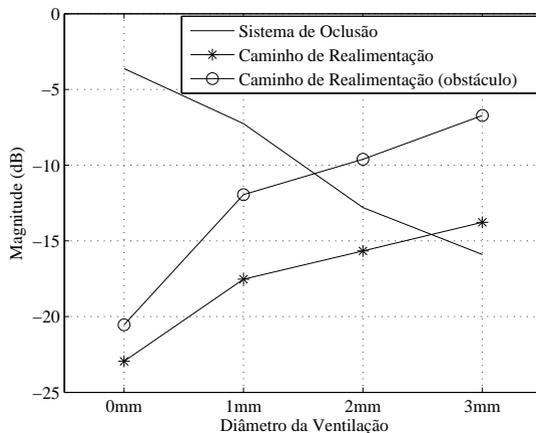


Figura 30 – Variação dos caminho de realimentação e sistema de oclusão de acordo com o diâmetro da ventilação.

3.4.1 Determinação dos atrasos de propagação Δ e δ

Esta seção apresenta o método utilizado para estimar os atrasos referentes ao DSP (Δ) e à propagação da fala no corpo humano (δ). O atraso do DSP representa os processos de filtragem relacionados com a conversão digital-analógico (filtro de reconstrução, pré-amplificador, alto-falante) e a conversão analógico-digital (microfone, pré-amplificador, filtro *anti-aliasing*). Já a propagação da fala representa o tempo de propagação da onda acústica proveniente do sistema fonador do usuário (de aparelho auditivo) até chegar no microfone externo.

O atraso de propagação da fala foi determinado teoricamente. Segundo [103], uma pessoa do sexo masculino pronunciando a vogal /i/ possui um comprimento de faringe, da glote até o palato muscular, de aproximadamente 9,1 cm; e o comprimento da boca, dos incisivos até a parede posterior da faringe, de aproximadamente 8,25 cm. As

medidas para o sexo feminino são de aproximadamente 7,0 cm e 7,0 cm, respectivamente. Dessa maneira, a distância média aproximada das cordas vocais até os lábios, para este trabalho, foi assumida como sendo 15 cm. A distância entre os lábios e o microfone externo medida resultou em um adicional de 15 cm. A velocidade do som no ar (nível do mar e 25°C) é dada por 346,13 m/s, e a frequência de amostragem para esse sistema é 16kHz. Com estas informações, o atraso de propagação δ total estimado resultou em 14 amostras.

O procedimento de estimação do atraso de propagação Δ foi feito utilizando um sinal de onda quadrada (usando um gerador de funções ICEL GV-2002). O sinal foi aplicado na entrada do DSP da Analog Devices Blackfin BF-537, e com a ajuda de um osciloscópio digital de dois canais (Tektronix TDS 2012B - 100 MHz e 1 Gs/s) foi feita a medição do atraso entre os sinais de entrada e saída. As rotinas de decimação e interpolação foram mantidas ativadas durante este procedimento. Este procedimento resultou em um atraso de grupo real de 1,4 ms (22 amostras para uma frequência de amostragem de 16 kHz).

A Tabela 3 mostra os atrasos estimados para sinais senoidais de diferentes frequências. O atraso obtido é consideravelmente menor do que a soma dos atrasos de grupo informados nas folhas de dados dos conversores analógico-digital (910 μ s) [94] e digital-analógico (2,2 ms) [93]. Desta forma, o atraso total no sistema implementado no DSP foi $\delta + \Delta = 14 + 22 = 36$ amostras, equivalente a 2,2 ms.

Tabela 3 – Atrasos de entrada-saída medidos na placa de processamento Δ .

Frequência (Hz)	Δ (ms)
50	1
100	1,2
150	1,4
200 - 750	1,4

3.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram identificados os sistemas de oclusão e de realimentação para a mesma configuração física, sendo possível observar uma dependência entre ambos os sistemas. Os resultados obtidos indicam variações médias de potência de aproximadamente 10 dB tanto para realimentação quanto para o sistema de oclusão, na faixa de diâmetros entre 0-3 mm.

4 EFEITO DE OCLUSÃO EM CANCELADORES DE REALIMENTAÇÃO

A presença de realimentação acústica pode ser reduzida ou até mesmo eliminada com o completo fechamento do duto de ventilação presente nos moldes auriculares. Em contrapartida, há a manifestação do efeito de oclusão. A análise dos sistemas de realimentação presentes na literatura não considera a presença desse efeito adicional. Neste capítulo, é analisada a influência do efeito de oclusão em um sistema de cancelamento de realimentação semelhante ao proposto em [9], utilizando as modificações propostas em [12]. O método apresentado em [11, 64] é utilizado para obter um modelo teórico para a descrição da evolução do comportamento médio dos coeficientes do cancelador de realimentação, assumindo a existência do efeito de oclusão.

Os atrasos e efeitos da compensação do caminho direto são considerados. Adicionalmente, a análise apresentada parte do pressuposto de que o número de coeficientes para identificação da planta é suficiente.

4.1 ESTRUTURA DE CANCELAMENTO

A estrutura analisada neste trabalho é apresentada na Figura 31. Basicamente, consiste da proposta apresentada em [64] para cancelamento de realimentação, porém com a inclusão do sistema W_o que caracteriza o efeito de oclusão. Nesse sistema, o bloco \mathbf{w}_c representa um filtro fixo de resposta finita ao impulso (FIR) e $\mathbf{w}_1(n)$ é um filtro FIR adaptativo; por simplificação [9], ambos possuem o mesmo tamanho de resposta impulsiva. Os coeficientes de $\mathbf{w}_1(n)$ são adicionados de tempos em tempos (de acordo com alguma regra a ser definida) aos valores de \mathbf{w}_c [12].

Ao processo de adaptação de $\mathbf{w}_1(n)$ e posterior modificação

(adição/cópia) dos resultados em \mathbf{w}_c para filtragem dos sinais, dá-se o nome de filtro sombra [9, 12, 66]. Essa estratégia permite a análise da estrutura assumindo-se sinais estacionários, enquanto o vetor de coeficientes \mathbf{w}_c não for atualizado. Sabendo que os sinais de voz podem ser considerados estacionários em períodos de 10-30 ms [12], a atualização de \mathbf{w}_c é feita a cada 20 ms. Essa suposição é normalmente utilizada para facilitar a análise de sistemas de cancelamento de realimentação [66].

Conforme apresentado na seção 2.5.3.5, os filtros preditores são representados por \mathbf{q} , sendo $\hat{\mathbf{q}}(n)$ a cópia de $\mathbf{q}(n)$, na estrutura mostrada na Figura 31.

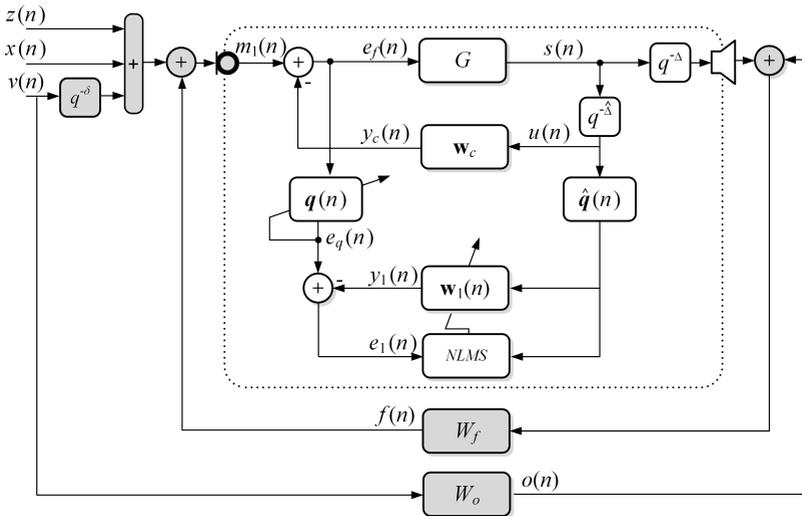


Figura 31 – Método do erro de predição aplicado ao sistema de cancelamento de realimentação ([11]).

O filtro adaptativo $\mathbf{q}(n)$ é um filtro de erro de predição (PEF¹), cuja estrutura é apresentada na Figura 32 [81]. Assim, os coeficientes do PEF são dados por $\mathbf{q}(n) = [1, -\mathbf{p}^T(n)]^T$. Para fins de análise e

¹PEF: *Prediction Error-Filter*.

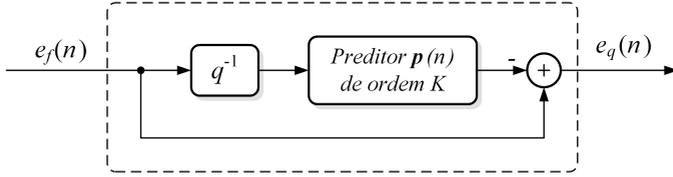


Figura 32 – Filtro de erro de predição $\mathbf{q}(n)$.

simplificação do problema, o processamento G do aparelho auditivo é modelado como um ganho em banda larga G_0 e um atraso de Δ_g amostras indicando o atraso de grupo decorrente do processamento. Essa aproximação tem sido utilizada em outros trabalhos da área sem perda significativa de informação [9, 64, 104, 105]. O atraso representado por $q^{-\Delta}$ refere-se ao caminho direto compensado já explicitado na Seção 2.8. Outra hipótese utilizada é a de que os filtros adaptativos $\mathbf{w}_1(n)$ e $\mathbf{q}(n)$ variam lentamente [66].

O mecanismo de atualização de $\mathbf{w}_1(n)$ é baseado na minimização do erro quadrático médio $E\{e_1^2(n)\}$. Sabendo que:

$$\begin{aligned} e_f(n) &= m_1(n) - y_c(n) \\ \mathbf{e}_f(n) &= \mathbf{m}_1(n) - \mathbf{y}_c(n) \end{aligned} \quad (4.1)$$

em que o sinal $m_1(n)$ é definido em (2.20) e:

$$\mathbf{e}_f(n) = [e_f(n), e_f(n-1), \dots, e_f(n-K+1)]^T \quad (4.2)$$

$$\mathbf{m}_1(n) = [m_1(n), m_1(n-1), \dots, m_1(n-K+1)]^T \quad (4.3)$$

$$\mathbf{y}_c(n) = [y_c(n), y_c(n-1), \dots, y_c(n-K+1)]^T \quad (4.4)$$

em que K é o comprimento do filtro de predição $\mathbf{q}(n) = [q_0(n), q_1(n), \dots, q_{K-1}(n)]^T$. Pelo diagrama em blocos do sistema apresentado na Figura

31 e pela equação (4.1), tem-se que:

$$\begin{aligned}
 e_q(n) &= \mathbf{q}^T(n) \mathbf{e}_f(n) \\
 &= \mathbf{q}^T(n) \mathbf{m}_1(n) - \mathbf{q}^T(n) \mathbf{y}_c(n) \\
 &= m_{1q}(n) - y_{cq}(n)
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

em que o subscrito q significa que os sinais foram filtrados pelo filtro $\mathbf{q}(n)$.

A partir das equações apresentadas e da Figura 31, pode-se determinar a equação do erro a ser minimizado $e_1(n)$ como descrito pela equação seguinte:

$$e_1(n) = e_q(n) - y_1(n) \tag{4.6}$$

Substituindo a equação (4.5) em (4.6), $e_1(n)$ pode ser escrito como:

$$e_1(n) = m_{1q}(n) - y_{cq}(n) - y_1(n). \tag{4.7}$$

Tendo em vista a equação (2.19) e assumindo-se um vetor de coeficientes fixo \mathbf{w}_1 , tem-se que

$$\begin{aligned}
 e_1(n) &= v_q(n - \delta) + x_q(n) + z_q(n) + [\mathbf{s}_q(n - \Delta) + \mathbf{V}_q^T(n) \mathbf{w}_o]^T \mathbf{w}_f \\
 &\quad - \mathbf{u}_q^T(n) \mathbf{w}_c - \mathbf{u}_q^T(n) \mathbf{w}_1 \\
 &= b_q(n) + \mathbf{m}_{2q}^T(n) \mathbf{w}_f - \mathbf{u}_q^T(n) \mathbf{w}_c - \mathbf{u}_q^T(n) \mathbf{w}_1
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

sendo $\mathbf{w}_1 = [w_{1_0}, w_{1_1}, \dots, w_{1_{M-1}}]^T$, $\mathbf{w}_c = [w_{c_0}, w_{c_1}, \dots, w_{c_{M-1}}]^T$, $\mathbf{m}_{2q}(n) = [m_{2q}(n), m_{2q}(n-1), \dots, m_{2q}(n-M+1)]^T$, $m_{2q} = s_q(n-\Delta) + \mathbf{v}_q^T(n) \mathbf{w}_o$, $\mathbf{u}_q(n) = [u_q(n), u_q(n-1), \dots, u_q(n-M+1)]^T$ e $u_q(n) = \mathbf{u}^T(n) \mathbf{q}(n)$. O vetor de dados $\mathbf{V}_q(n) = [\mathbf{v}_q(n), \mathbf{v}_q(n-1), \dots, \mathbf{v}_q(n-M+1)]$, $v_q(n) = \mathbf{v}^T(n) \mathbf{q}(n)$, e \mathbf{w}_f é o caminho de realimentação.

Considerando que uma estimativa de Δ , $\hat{\Delta}$, pode ser obtida previamente, é razoável supor que $\hat{\Delta} \simeq \Delta$. Portanto, tem-se que $u(n) \simeq$

$s(n - \Delta)$. Dessa maneira o vetor de dados \mathbf{m}_{2q} pode ser definido conforme mostrado em (2.22) e (2.21), exceto pelo sinais que agora são filtrados por q , resultando em:

$$\mathbf{m}_{2q}(n) = \mathbf{u}_q(n) + \mathbf{o}_q(n) \quad (4.9)$$

O sinal $b(n)$ foi definido em (2.16), no entanto, é agora filtrado por $\mathbf{q}(n)$ e:

$$\mathbf{o}_q(n) = \mathbf{V}_q^T(n) \mathbf{w}_o \quad (4.10)$$

Elevando-se a equação (4.8) ao quadrado, tem-se

$$\begin{aligned} e_1^2(n) &= b_q^2(n) + \mathbf{w}_f^T \mathbf{m}_{2q}(n) \mathbf{m}_{2q}^T(n) \mathbf{w}_f + \mathbf{w}_1^T \mathbf{u}_q(n) \mathbf{u}_q^T(n) \mathbf{w}_1 \\ &\quad + \mathbf{w}_c^T \mathbf{u}_q(n) \mathbf{u}_q^T(n) \mathbf{w}_c + 2b_q(n) \mathbf{m}_{2q}^T(n) \mathbf{w}_f - 2b_q(n) \mathbf{u}_q^T(n) \mathbf{w}_c \\ &\quad - 2b_q(n) \mathbf{u}_q^T(n) \mathbf{w}_1 - 2\mathbf{w}_f^T \mathbf{m}_{2q}(n) \mathbf{u}_q^T(n) \mathbf{w}_1 \\ &\quad - 2\mathbf{w}_f^T \mathbf{m}_{2q}(n) \mathbf{u}_q^T(n) \mathbf{w}_c + 2\mathbf{w}_c^T \mathbf{u}_q(n) \mathbf{u}_q^T(n) \mathbf{w}_1 \end{aligned} \quad (4.11)$$

Tomando-se o valor esperado de (4.11), obtém-se:

$$\begin{aligned} E\{e_1^2(n)\} &= E\{b_q^2(n)\} + \mathbf{w}_f^T \mathbf{R}_{m_{2q}m_{2q}} \mathbf{w}_f + \mathbf{w}_1^T \mathbf{R}_{u_q u_q} \mathbf{w}_1 \\ &\quad + \mathbf{w}_c^T \mathbf{R}_{u_q u_q} \mathbf{w}_c + 2\mathbf{r}_{b_q m_{2q}}^T \mathbf{w}_f \\ &\quad - 2\mathbf{r}_{b_q u_q}^T \mathbf{w}_1 - 2\mathbf{r}_{b_q u_q}^T \mathbf{w}_c - 2\mathbf{w}_f^T \mathbf{R}_{m_{2q} u_q} \mathbf{w}_1 \\ &\quad - 2\mathbf{w}_f^T \mathbf{R}_{m_{2q} u_q} \mathbf{w}_c + 2\mathbf{w}_c^T \mathbf{R}_{u_q u_q} \mathbf{w}_1 \end{aligned} \quad (4.12)$$

em que:

$$\mathbf{R}_{m_{2q}m_{2q}} = E\{\mathbf{m}_{2q}(n)\mathbf{m}_{2q}^T(n)\} \quad (4.13)$$

$$\mathbf{R}_{u_q u_q} = E\{\mathbf{u}_q(n)\mathbf{u}_q^T(n)\} \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{m_{2q}u_q} &= E\{[\mathbf{u}_q(n) + \mathbf{o}_q(n)]\mathbf{u}_q^T(n)\} \\ &= \mathbf{R}_{u_q u_q} + \mathbf{R}_{o_q u_q} \end{aligned} \quad (4.15)$$

$$\mathbf{r}_{b_q m_{2q}} = E\{b_q(n)\mathbf{m}_{2q}(n)\} \quad (4.16)$$

$$\mathbf{r}_{b_q u_q} = E\{b_q(n)\mathbf{u}_q(n)\} \quad (4.17)$$

Para minimizar-se a função custo $J = \{e_1^2(n)\}$, o gradiente de (4.12) em relação a \mathbf{w}_1 resulta em:

$$\frac{\partial E\{e_1^2(n)\}}{\partial \mathbf{w}_1} = 2\mathbf{R}_{u_q u_q} \mathbf{w}_1 - 2\mathbf{r}_{b_q u_q} - 2\mathbf{R}_{m_{2q} u_q} \mathbf{w}_f + 2\mathbf{R}_{u_q u_q} \mathbf{w}_c = \mathbf{0} \quad (4.18)$$

e a solução ótima é determinada quando o gradiente é nulo. Portanto:

$$\mathbf{w}_1^* = \mathbf{R}_{u_q u_q}^{-1} (\mathbf{r}_{b_q u_q} + \mathbf{R}_{m_{2q} u_q} \mathbf{w}_f - \mathbf{R}_{u_q u_q} \mathbf{w}_c) \quad (4.19)$$

em que assume-se que $\mathbf{R}_{u_q u_q}$ é não-singular. Substituindo-se (4.15) em (4.19):

$$\mathbf{w}_1^* = \mathbf{R}_{u_q u_q}^{-1} (\mathbf{R}_{o_q u_q} \mathbf{w}_f + \mathbf{r}_{b_q u_q}) + (\mathbf{w}_f - \mathbf{w}_c) \quad (4.20)$$

A equação (4.20) generaliza os resultados apresentados em [9], com a diferença de \mathbf{w}_c , devido ao fato de \mathbf{w}_1 ser adicionado à \mathbf{w}_c ao invés de copiado.

Simulações comparativas entre a estrutura apresentada na Figura 31 (sem o sistema de geração do efeito de oclusão \mathbf{w}_o) e a proposta apresentada em [65] (Figura 13) apresentam o mesmo resultado [64].

A equação (4.20) mostra que a polarização é regulada pelo termo

$\mathbf{R}_{o_q u_q} \mathbf{w}_f + \mathbf{r}_{b_q u_q}$, em que:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{r}_{b_q u_q} &= E\{[v_q(n - \delta) + x_q(n) + z(n)]\mathbf{u}_q(n)\} \\
 &= E\{v_q(n - \delta)\mathbf{u}_q\} + E\{x_q(n)\mathbf{u}_q\} + E\{z_q(n)\mathbf{u}_q(n)\} \\
 &= \mathbf{r}_{v_q u_q} + \mathbf{r}_{x_q u_q} + \mathbf{r}_{z_q u_q}
 \end{aligned} \tag{4.21}$$

e

$$\mathbf{R}_{o_q u_q} = E\{\mathbf{o}_q(n)\mathbf{u}_q^T(n)\} \tag{4.22}$$

Substituindo (4.21) em (4.20):

$$\mathbf{w}_1^* = \mathbf{R}_{u_q u_q}^{-1} (\mathbf{R}_{o_q u_q} \mathbf{w}_f + \mathbf{r}_{v_q u_q} + \mathbf{r}_{x_q u_q} + \mathbf{r}_{z_q u_q}) + (\mathbf{w}_f - \mathbf{w}_c) \tag{4.23}$$

Assumindo uma situação em que inexistam ruído externo e fala do usuário do aparelho auditivo, o resultado obtido em (4.23) coincide com o caso particular encontrado em [66] (com exceção de \mathbf{w}_c) na equação (3.12), dado que $\mathbf{R}_{o_q u_q}$, $\mathbf{r}_{v_q u_q}$, $\mathbf{r}_{x_q u_q}$ são nulos.

4.1.1 Conjecturas sobre o estado estável da solução ótima

Nesta seção, são apresentadas conjecturas sobre o valor médio de $\mathbf{p}(n)$ em regime permanente e sua implicação sobre as matrizes de correlação que definem a solução ótima do filtro cancelador \mathbf{w}_1 . Neste trabalho, considera-se que \mathbf{w}_c é mantido fixo em uma janela de tempo suficientemente grande para que $\mathbf{w}_1(n)$ atinja o regime permanente e que, com exceção de $\mathbf{w}_1(n)$ e $\mathbf{q}(n)$, os demais sistemas sejam invariantes no tempo, resultando em sinais estacionários. Além disso, supõe-se que as alterações no caminho de realimentação sejam lentas em relação à velocidade de convergência do filtro adaptativo e que transientes devido a atualizações em \mathbf{w}_c sejam mais rápidos que o tempo de convergência do filtro [11]. Com isso, assume-se que \mathbf{w}_f seja também invariante, na janela de tempo analisada.

Assume-se que $v(n-\delta)$, $x(n)$ e $z(n)$ são modelados por sistemas autoregressivos (AR) H_1 , H_2 e H_3 , tendo como sinal de excitação os ruídos brancos gaussianos $v(n)$, $\chi(n)$ e $\xi(n)$, respectivamente [106]. Para esse caso surgem as seguintes considerações:

1. Assumindo que o único sinal no ambiente seja a voz do usuário do aparelho auditivo; que $\hat{\Delta} = \Delta$; que $\hat{\Delta} + \Delta_g \geq 1$; que as respostas em frequência dos sistemas \mathbf{w}_o (passa-baixas) e \mathbf{w}_f (passa-altas) sejam mutuamente exclusivas (Seção 3.4); e que $\mathbf{w}_c = \mathbf{w}_f$, tem-se que o valor médio de $\mathbf{p}(n)$, em regime permanente, tende para os coeficientes do processo AR definido como H_1 e, como consequência, $v(n-\delta)$ será decorrelacionado por $q(n)$ (Figura 33). Nesse caso $\mathbf{w}_1^* = \mathbf{w}_f - \mathbf{w}_c$ e o sistema se encontra em estado estável [9].

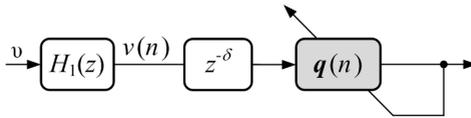


Figura 33 – Filtro branqueador aplicado sobre $v(n)$.

2. Assumindo a condição em que somente há o ruído ambiente ou a voz de um locutor externo; que $\hat{\Delta} = \Delta$; que $\hat{\Delta} + \Delta_g \geq 1$; e que $\mathbf{w}_c = \mathbf{w}_f$, então $\mathbf{r}_{xquq} = 0$ ou $\mathbf{r}_{zquq} = 0$ (Figura 34). Portanto, $\mathbf{w}_1^* = \mathbf{w}_f - \mathbf{w}_c = \mathbf{0}$ [9] e o sistema se encontra em estado estável.

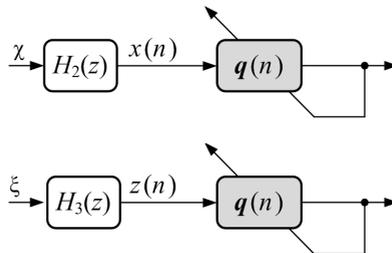


Figura 34 – Filtro branqueador aplicado sobre $x(n)$ ou $z(n)$ individualmente.

3. O caso mais crítico ocorre quando há mais de uma fonte acústica externa; por exemplo, $v(n - \delta) + x(n) + z(n)$ (Figura 35). Assume-se que $\hat{\Delta} = \Delta$; que $\hat{\Delta} + \Delta_g \geq 1$; que as respostas em frequência dos sistemas \mathbf{w}_o (passa-baixas) e \mathbf{w}_f (passa-altas) sejam mutuamente exclusivas (Seção 3.4) e que $\mathbf{w}_c = \mathbf{w}_f$. Segundo o Lemma apresentado a seguir, sabe-se que a soma de 2 ou mais processos AR resulta em um processo autoregressivo de média móvel (ARMA²).

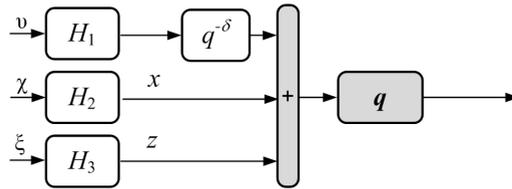


Figura 35 – Filtro branqueador aplicado sobre os sinais $v(n)$, $x(n)$ e $z(n)$.

Soma de processos AR.

Lemma [107]: se X_n é um processo ARMA(p_1, q_1), Y_n é outro processo ARMA(p_2, q_2), então a soma desses dois processos, representada por Z_n , também será um ARMA(p, q), com:

$$p \leq p_1 + p_2$$

$$q \geq \max(p_1 + q_2, p_2 + q_1)$$

Por exemplo, dados os processos AR:

$$X_n = \sum_{i=1}^{p_1} a_i X_{n-i} + \eta_n^X \quad (4.24)$$

$$Y_n = \sum_{i=1}^{p_2} b_i Y_{n-i} + \eta_n^Y \quad (4.25)$$

²ARMA: Autoregressive moving-average

Os processos apresentados nas equações (4.24) e (4.25) são processos AR ($q_1 = q_2 = 0$), portanto, de dimensões p_1 e p_2 , respectivamente. A soma das equações (4.24) e (4.25) resulta em Z_n sendo um processo ARMA($\min(p_1, p_2), \max(p_1, p_2)$).

Sabendo que um processo ARMA pode ser aproximado, com suficiente acurácia, por um processo AR [108, 109] e assumindo que, o processo de decorrelação (branqueamento) realizado por $\mathbf{q}(n)$ seja suficientemente bem sucedido, os vetores de correlação cruzada mostrados nas equações (4.21) e (4.22) serão aproximadamente nulos, resultando em uma estimativa média não polarizada $\mathbf{w}_1^* = \mathbf{w}_f - \mathbf{w}_c$ e, portanto, configurando um estado estável.

Nesta seção, foram apresentados argumentos que sustentam a possibilidade de existência da solução ótima não-polarizada do cancelador de realimentação em regime permanente, asseguradas determinadas condições, mesmo na existência de efeito de oclusão.

4.2 COMPORTAMENTO MÉDIO DOS COEFICIENTES DE $\mathbf{w}_1(n)$ E $\mathbf{q}(n)$

Nesta seção, a metodologia desenvolvida em [66] e utilizada em [64] é aplicada na análise do cancelador de realimentação descrito na seção anterior assumindo a presença do efeito de oclusão no sistema. Para possibilitar a tratabilidade matemática, assume-se que o modelo é válido apenas entre as atualizações de \mathbf{w}_c (Figura 31). Dessa forma, considera-se que \mathbf{w}_c seja fixo.

4.2.1 Modelo para $E\{\mathbf{w}_1(n)\}$

A equação de atualização do filtro adaptativo pelo algoritmo LMS, é dada por:

$$\mathbf{w}_1(n+1) = \mathbf{w}_1(n) + \mu e_1(n) \mathbf{u}_q(n) \quad (4.26)$$

em que $\mathbf{u}_q(n)$ representa o vetor de amostras de $\mathbf{u}(n)$ processadas por $\mathbf{q}(n)$. Substituindo o sinal de erro $e_1(n)$, equação (4.8), na equação (4.26), obtém-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_1(n+1) = & \mathbf{w}_1(n) + \mu b_q(n) \mathbf{u}_q(n) - \mathbf{w}_c - \mathbf{w}_1(n) \\ & + \mu \mathbf{u}_q(n) \mathbf{u}_q^T(n) [\mathbf{w}_f + \mu \mathbf{u}_q(n) \mathbf{o}_q^T(n) \mathbf{w}_f] \end{aligned} \quad (4.27)$$

Aplicando o operador esperança em (4.27) e desprezando a correlação entre $\mathbf{u}_q(n) \mathbf{u}_q^T(n)$ e $\mathbf{w}_1(n)$ [110]

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{w}_1(n+1)\} = & [I - \mu \mathbf{R}_{u_q u_q}] E\{\mathbf{w}_1(n)\} + \mu \mathbf{r}_{b_q u_q} \\ & + \mu [\mathbf{R}_{u_q u_q} + \mathbf{R}_{o_q u_q}] \mathbf{w}_f - \mu \mathbf{R}_{u_q u_q} \mathbf{w}_c \end{aligned} \quad (4.28)$$

No Apêndice A, são apresentadas as expressões desenvolvidas para o cálculo das correlações. Essas expressões são determinadas a partir da metodologia já apresentada em [66, 64].

4.2.1.1 Modelo em regime permanente para $E\{\mathbf{w}_1(n)\}$

Assumindo a convergência de (4.26), em regime permanente $\lim_{n \rightarrow \infty} E\{\mathbf{w}_1(n+1)\} = E\{\mathbf{w}_1(n)\} = E\{\mathbf{w}_1(\infty)\}$.

Para $\mu \neq 0$ e $n \rightarrow \infty$, (4.28) torna-se:

$$E\{\mathbf{w}_1(\infty)\} = \mathbf{R}_{u_q u_q}^{-1} (\mathbf{r}_{b_q u_q} + \mathbf{R}_{o_q u_q} \mathbf{w}_f) + (\mathbf{w}_f - \mathbf{w}_c) \quad (4.29)$$

ou seja, a solução é polarizada pelo termo $\mathbf{R}_{u_q u_q}^{-1} (\mathbf{r}_{b_q u_q} + \mathbf{R}_{o_q u_q} \mathbf{w}_f)$.

4.2.2 Modelo para $E\{\mathbf{q}(n)\}$

A equação de adaptação dos coeficientes para o preditor $\mathbf{p}(n)$ utilizando o algoritmo LMS é:

$$\mathbf{p}(n+1) = \mathbf{p}(n) + \rho e_q(n) \mathbf{e}_f(n-1) \quad (4.30)$$

em que ρ é o passo de adaptação, $\mathbf{e}_f(n-1) = [e_f(n-1), e_f(n-2), \dots, e_f(n-K)]^T$. Conforme a estrutura apresentada na Figura 32, o erro de predição $e_q(n)$ é dado por:

$$e_q(n) = e_f(n) - \mathbf{e}_f^T(n-1) \mathbf{p}(n) \quad (4.31)$$

Substituindo-se a equação do erro (4.31) na equação de atualização (4.30), tem-se:

$$\mathbf{p}(n+1) = \mathbf{p}(n) + \rho e_f(n) \mathbf{e}_f(n-1) - \rho \mathbf{e}_f(n) \mathbf{e}_f^T(n-1) \mathbf{p}(n) \quad (4.32)$$

Calculando a esperança, e desprezando a correlação entre os termos $\mathbf{p}(n)$ e $e_f(n) \mathbf{e}_f^T(n-1)$ [110], tem-se:

$$E\{\mathbf{p}(n+1)\} = [I - \rho \mathbf{R}_{e_f e_f}] E\{\mathbf{p}(n)\} + \rho \mathbf{r}_{e_f e_f} \quad (4.33)$$

O sinal de erro $e_f(n)$ na entrada do PEF, sabendo que o filtro \mathbf{w}_c é fixo, é dado por:

$$e_f(n) = b(n) + \mathbf{o}^T(n) \mathbf{w}_f + \mathbf{u}^T(n) (\mathbf{w}_f - \mathbf{w}_c) \quad (4.34)$$

Sendo \mathbf{h} o vetor de coeficientes do processo AR que modela a soma dos três sinais AR $v(n-\delta) + \chi(n) + \xi(n)$ (Seção 4.1.1), define-se:

$$b(n) = \beta(n) - \mathbf{b}^T(n-1) \mathbf{h} \quad (4.35)$$

em que $\beta(n)$ é a inovação de $b(n)$. Tem-se ainda que:

$$\begin{aligned}\mathbf{h} &= [h_1, h_2 \dots h_L]^T \\ \mathbf{b}(n) &= [b(n-1), b(n-2), \dots, b(n-L)]^T\end{aligned}$$

A partir das equações (4.34) e (4.35), pode-se expandir $\mathbf{r}_{e_f e_f}$:

$$\begin{aligned}\mathbf{r}_{e_f e_f} &= E\{\mathbf{e}_f(n-1)\beta(n)\} + E\{\mathbf{e}_f(n-1)\mathbf{o}^T(n)\} \\ &\quad \mathbf{w}_f - E\{\mathbf{e}_f(n-1)\mathbf{b}^T(n-1)\}\mathbf{h} + E\{\mathbf{e}_f(n-1)\mathbf{u}^T(n)\}(\mathbf{w}_f - \mathbf{w}_c)\end{aligned}\quad (4.36)$$

em que $E\{\mathbf{e}_f(n-1)\beta(n)\} = \mathbf{0}$. Dessa maneira, a equação (4.33) torna-se:

$$\begin{aligned}E\{\mathbf{p}(n+1)\} &= [I - \rho\mathbf{R}_{e_f e_f}]E\{\mathbf{p}(n)\} + \rho[\mathbf{R}_{e_f o}\mathbf{w}_f \\ &\quad + \mathbf{R}_{e_f u}(\mathbf{w}_f - \mathbf{w}_c) - \mathbf{R}_{e_f b}\mathbf{h}]\end{aligned}\quad (4.37)$$

em que:

$$\mathbf{R}_{e_f e_f} = E\{\mathbf{e}_f(n-1)\mathbf{e}_f^T(n-1)\} \quad (4.38)$$

$$\mathbf{R}_{e_f o} = E\{\mathbf{e}_f(n-1)\mathbf{o}^T(n)\} \quad (4.39)$$

$$\mathbf{R}_{e_f u} = E\{\mathbf{e}_f(n-1)\mathbf{u}^T(n)\} \quad (4.40)$$

$$\mathbf{R}_{e_f b} = E\{\mathbf{e}_f(n-1)\mathbf{b}^T(n-1)\} \quad (4.41)$$

sendo:

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{e_f b} &= E\{\mathbf{e}_f(n-1)\mathbf{v}^T(n-1)\} + E\{\mathbf{e}_f(n-1)\mathbf{x}^T(n-1)\} \\ &\quad + E\{\mathbf{e}_f(n-1)\mathbf{z}^T(n-1)\}\end{aligned}\quad (4.42)$$

As matrizes de correlação aqui apresentadas são determinadas no Apêndice A.

4.2.2.1 Modelo em regime permanente para $E\{\mathbf{p}(n)\}$

Em regime permanente, $\lim_{n \rightarrow \infty} E\{\mathbf{p}(n+1)\} = E\{\mathbf{p}(n)\} = E\{\mathbf{p}(\infty)\}$. Para $\rho \neq 0$, a equação (4.37), quando $n \rightarrow \infty$, torna-se:

$$E\{\mathbf{p}(\infty)\} = \mathbf{R}_{e_f e_f}^{-1} [\mathbf{R}_{e_f o} \mathbf{w}_f + \mathbf{R}_{e_f u} (\mathbf{w}_f - \mathbf{w}_c) - \mathbf{R}_{e_f b} \mathbf{h}] \quad (4.43)$$

4.3 RESULTADOS

Esta seção apresenta, primeiramente, a verificação e validação dos modelos teóricos por meio da comparação entre previsões teóricas e simulação de Monte Carlo, utilizando sinais de entrada AR. Em seguida, apresenta-se a simulação utilizando um sinal de fala real. Embora os modelos teóricos levem em consideração a possibilidade da coexistência de três sinais de entrada (como apresentado na Figura 31), nesta seção foi considerada apenas a presença do sinal de voz do próprio usuário do aparelho auditivo. Nesta seção, será utilizado um valor de $\Delta = 10$ amostras (Seção 3.4.1).

4.3.1 Validação do modelo

Nos experimentos realizados nesta seção foram utilizadas respostas ao impulso correspondentes a um duto de ventilação de 2 mm de abertura, conforme a Figura 36.

Para a implementação, as respostas ao impulso de \mathbf{w}_f e \mathbf{w}_o foram limitadas a 60 e 150 coeficientes, respectivamente, sem perda significativa das características do sistema. Os parâmetros da implementação do sistema são apresentados na Tabela 4. O passo de convergência foi escolhido como 25% do passo para o qual o sistema instabiliza. O sinal de entrada AR foi gerado pela filtragem de um ruído branco Gaussiano de média zero e variância σ_v^2 por $H(z) = 1/(1 - 1,5z^{-1} + z^{-2} - 0,25z^{-3})$

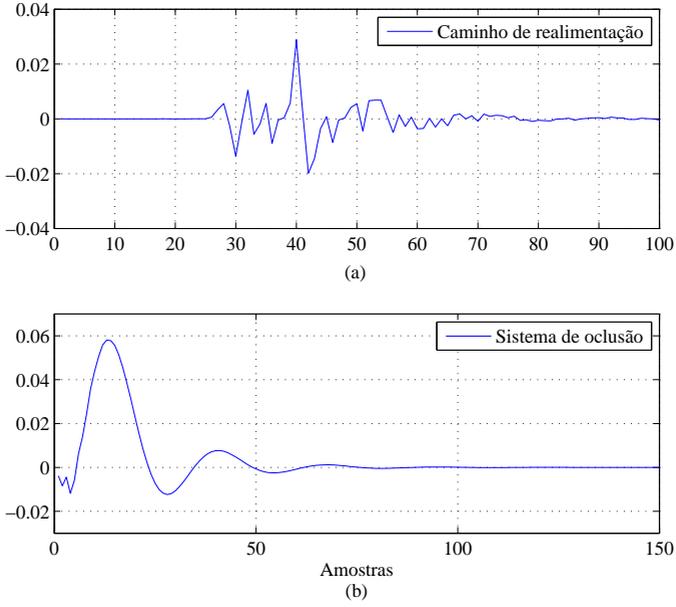


Figura 36 – Resposta ao impulso de (a) \mathbf{w}_f e (b) \mathbf{w}_o .

[111].

Os filtros $\mathbf{w}_1(n)$ e \mathbf{q} possuem comprimento suficiente. Adicionalmente à evolução média dos coeficientes, são apresentados os seguintes critérios de qualidade:

$$\varepsilon_{\mathbf{p}}(n) = \frac{\|E\{\mathbf{p}(n)\} - \tilde{\mathbf{h}}\|_2^2}{\|\tilde{\mathbf{h}}\|_2^2}$$

$$\varepsilon_{\mathbf{w}_1}(n) = \frac{\|E\{\mathbf{w}_1(n)\} - \mathbf{w}_f\|_2^2}{\|\mathbf{w}_f\|_2^2}$$

em que $\|\cdot\|_2$ é a norma Euclidiana de um vetor e $\tilde{\mathbf{h}}$ representa o vetor de coeficientes associado à $H(z)$ sem o primeiro coeficiente. O vetor \mathbf{w}_c é mantido fixo com valores nulos em todos os experimentos. As simulações foram implementadas utilizando aritmética de ponto flutu-

Tabela 4 – Parâmetros dos sistemas de cancelamento utilizando um sinal AR.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Atraso de processamento	Δ_g	16 (amostras)
Atraso do sistema	Δ	10 (amostras)
Ganho	G_0	5
Variância de $v(n)$	σ_v^2	0,02
Passo de adaptação para $\mathbf{w}_1(n)$	μ	0,0002
Passo de adaptação para $\mathbf{p}(n)$	ρ	0,01
Número de coeficientes de $\mathbf{w}_1(n)$	M	60
Número de coeficientes de $\mathbf{p}(n)$	K	3
Número de iterações		16×10^5
Número de realizações		10

ante no aplicativo Matlab[®]. Adicionalmente, é apresentado o valor em regime permanente dos coeficientes de acordo com as equações (4.29) e (4.43).

As Figuras 37 e 38 ilustram o comportamento médio dos coeficientes do filtro de predição e do filtro de cancelamento. Para o filtro de predição, é apresentada a convergência de todos os coeficientes. Para o filtro de cancelamento, são mostrados os coeficientes $\mathbf{w}_{1[32]}(n)$, $\mathbf{w}_{1[34]}(n)$, $\mathbf{w}_{1[40]}(n)$ e $\mathbf{w}_{1[42]}(n)$. Para se ter uma melhor visão do comportamento geral dos coeficientes, a Figura 38(b) apresenta a evolução da norma do vetor da média dos coeficientes.

O desajuste nos coeficientes é apresentado na Figura 39 para o preditor e na Figura 40 para o cancelador. Pela Figura 39, conclui-se que o valor médio dos coeficientes do preditor possui solução polarizada, porém pequena em relação à distância entre \mathbf{h} e o vetor nulo (inexistência de preditor). O valor esperado do erro nos coeficientes do filtro de predição (definido por $E\{\mathbf{p}(n)\} - \tilde{\mathbf{h}}$) é apresentado na Figura 41 e a polarização pode ser observada mais claramente após a iteração 500000. A polarização do algoritmo contudo, resulta em uma convergência com maior erro médio nos coeficientes. As equações apresentadas na Seção

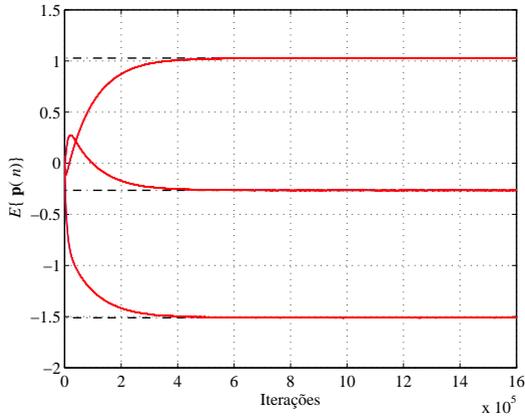
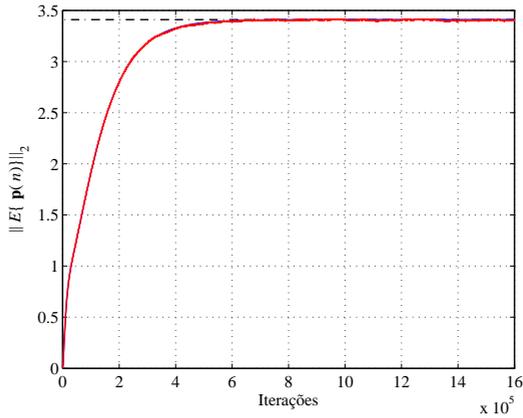
(a) Evolução média do vetor de coeficientes $\mathbf{p}(n)$ (b) Evolução da norma do vetor médio de coeficientes $\mathbf{p}(n)$

Figura 37 – Comportamento médio dos coeficientes de $\mathbf{p}(n)$. Simulação de Monte Carlo em vermelho, modelo em azul e regime permanente em preto tracejado. (As curvas se encontram sobrepostas).

4.2.2 mostram que a evolução do valor médio dos coeficientes e o valor em regime permanente dependem do vetor $\mathbf{w} = \mathbf{w}_f - \mathbf{w}_c$. No presente exemplo, \mathbf{w}_c é assumido como sendo um vetor nulo; assim, o vetor de coeficientes do filtro de predição converge para uma solução polarizada

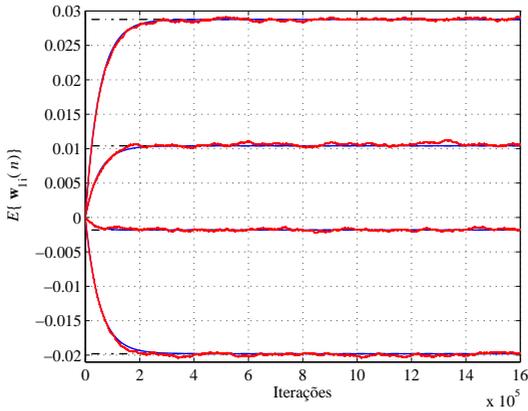
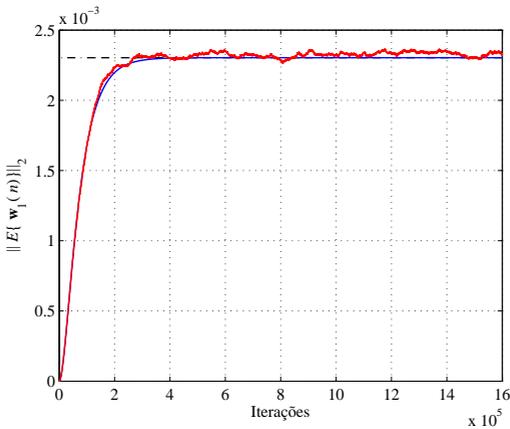
(a) Evolução média do vetor de coeficientes $\mathbf{w}_{1i}(n)$ (b) Evolução da norma do vetor médio de coeficientes $\mathbf{w}_1(n)$

Figura 38 – Comportamento médio dos coeficientes de $\mathbf{w}_{1i}(n)$. Simulação de Monte Carlo em vermelho, modelo em azul e regime permanente em preto tracejado.

em decorrência da presença de \mathbf{w}_f .

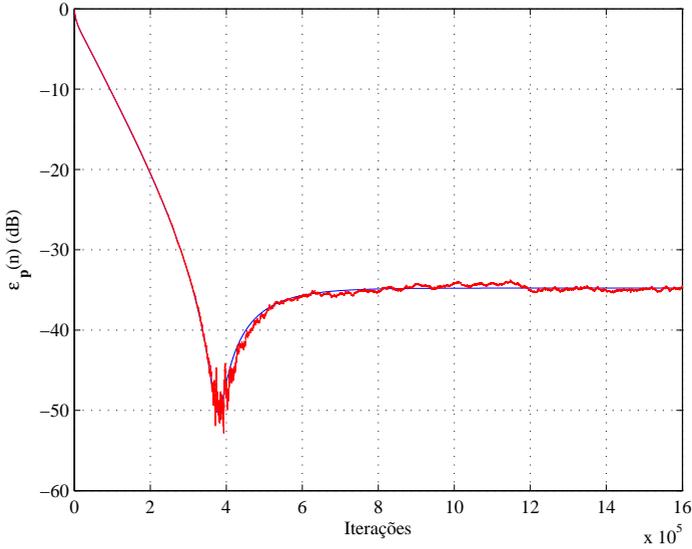


Figura 39 – Desajuste nos coeficientes de $\mathbf{p}(n)$. Simulação de Monte Carlo em vermelho e modelo em azul.

Com relação ao vetor de coeficientes do cancelador $\mathbf{w}_1(n)$ (Figura 38(a)), o desajuste nos coeficientes para o modelo tende a zero. Conforme pode ser visto na Figura 38(b), a evolução da norma dos coeficientes da simulação varia em torno do ponto ótimo em função da polarização, o que explica o valor em regime permanente diferente do encontrado para o modelo na Figura 40.

Todos os experimentos foram realizados com passo de convergência pequeno. Passos maiores comprometem a restrição de adaptação lenta feita durante a derivação do modelo, gerando divergência entre os resultados obtidos para o modelo teórico e simulação.

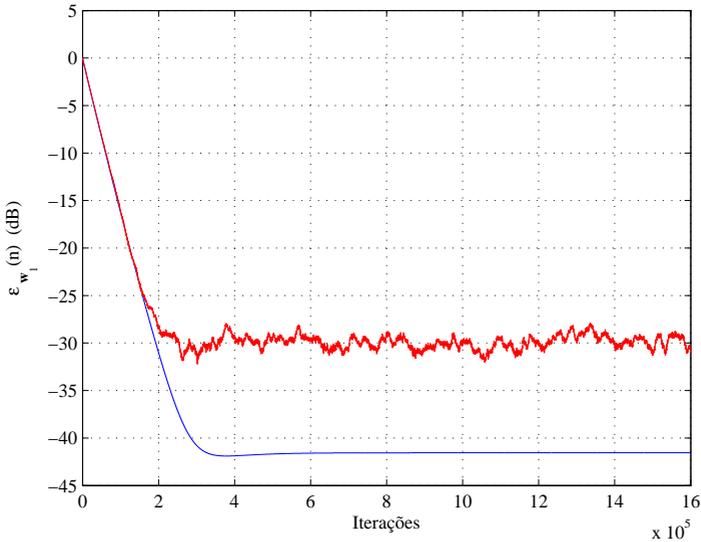


Figura 40 – Desajuste nos coeficientes de $w_{1i}(n)$. Simulação de Monte Carlo em vermelho e modelo em azul.

4.3.2 Ganho estável adicionado

O Ganho Estável Adicionado (*Added Stable Gain* - ASG) [2, 59] foi calculado a fim de avaliar de maneira quantitativa a influência da oclusão sobre o ganho adicional fornecido ao sistema pelo cancelador de realimentação. O ganho estável adicionado é definido como sendo a diferença entre o ganho máximo estável (*maximum stable gain* - MSG) com o cancelador de realimentação ativado (MSG_{on}) e o ganho máximo estável com o cancelador de realimentação desativado (MSG_{off}):

Um método simples para calcular o MSG é fazendo-se uma estimativa da razão entre as energias do sinal do alto-falante ($s(n)$) e do sinal de referência ($m_1(n)$). A equação para essa estimativa é dada por

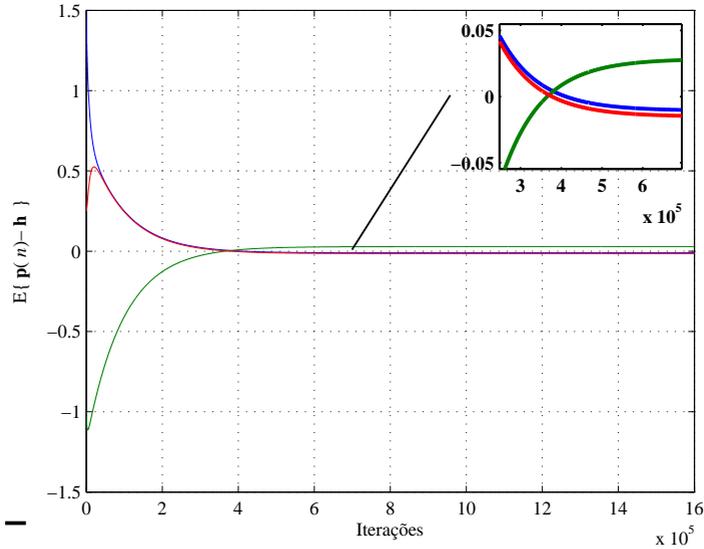


Figura 41 – Erro nos coeficientes de $\mathbf{p}(n)$.

[59]:

$$E(k) = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=k-L/2}^{k+L/2-1} s^2(n)}{\sum_{n=k-L/2}^{k+L/2-1} m_1^2(n)} \quad (4.44)$$

sendo $L + 1$ o comprimento da janela utilizada no cálculo da energia (por exemplo, utilizando promediação dos dados em períodos de 0,5 segundos). Considera-se que há instabilidade quando a relação de energia E é superior a um dado limiar, por exemplo, 10 dB.

O ASG foi calculado, após assegurada a convergência dos coeficientes, utilizando os mesmos sinais e parâmetros da Tabela 4, fazendo a variação apenas das respostas ao impulso dos caminhos de realimentação e sistema de oclusão, para os diâmetros de 3 mm, 2 mm e 1 mm. Os resultados são apresentados na Figura 42.

Na Figura 42, nota-se que o ASG não sofre alterações consideráveis quando é introduzido o chamado sistema de oclusão, mesmo

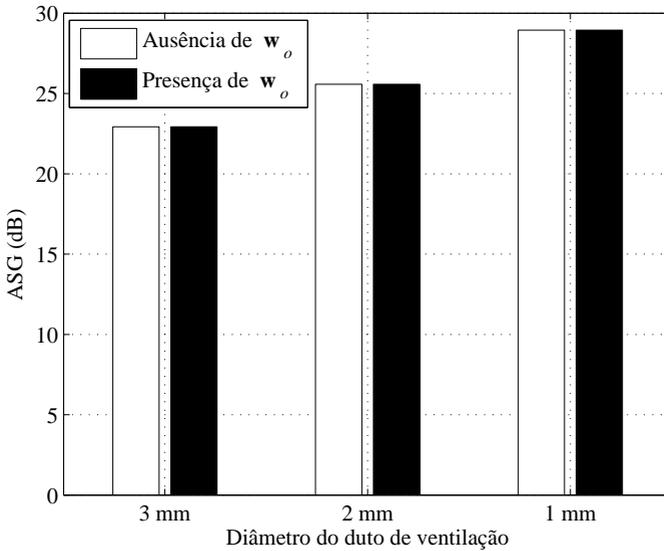


Figura 42 – Ganho estável adicionado.

quando o cancelador de realimentação é desligado. Uma possível explicação para esse resultado seria o fato de o sinal de oclusão apresentar componentes espectrais significativas limitadas à faixa inferior a 500 Hz. A resposta em frequência típica encontrada para w_f (Figura 43) apresenta característica do tipo passa-altas com forte atenuação das frequências abaixo de 1000 Hz. Dessa maneira, a convolução entre os dois sistemas w_f e w_o resulta em um sinal de realimentação adicional com potência não significativa. Na Figura 44 é mostrado o sinal enviado ao alto-falante, o sinal de realimentação com a presença e na ausência do sistema de oclusão para um duto de ventilação com diâmetro de 2 mm. Pela figura, pode-se inferir que, em sistemas práticos, a oclusão não afeta significativamente o desempenho do sistema de cancelamento de realimentação devido às suas características espectrais, predominantemente concentrada nas baixas frequências, que são desprezíveis a

partir do momento em que o sinal é filtrado por w_f .

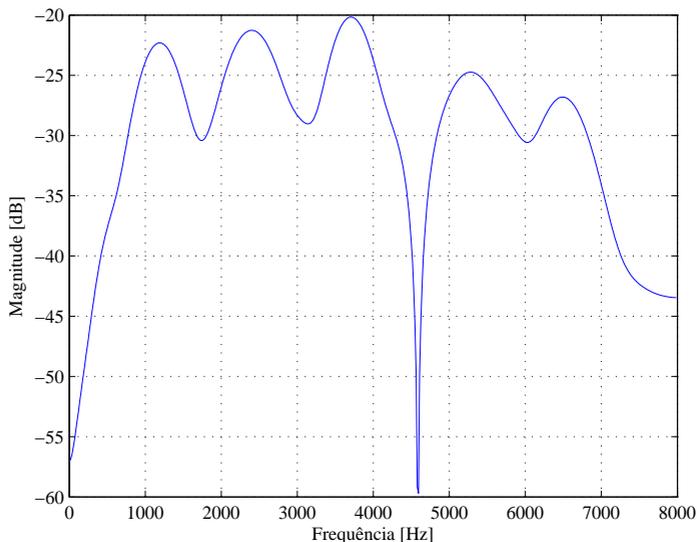


Figura 43 – Resposta em frequência do caminho de realimentação para um diâmetro de ventilação de 2 mm.

4.4 CONCLUSÕES

Nesse capítulo, foi apresentada a análise de um sistema de cancelamento de realimentação levando em conta a presença do sinal de oclusão. Equações recursivas determinísticas para a caracterização do comportamento médio dos coeficientes dos filtros adaptativos foram desenvolvidas, com a finalidade de avaliar o desempenho do algoritmo. Os resultados mostraram uma alta acurácia entre as curvas do modelo e as curvas obtidas pela simulação de Monte Carlo. Apesar de o desempenho do sistema de cancelamento de realimentação, dentro das considerações utilizadas, não ser afetado pela oclusão, o efeito de oclusão ainda permanece perceptível ao usuário do aparelho auditivo.

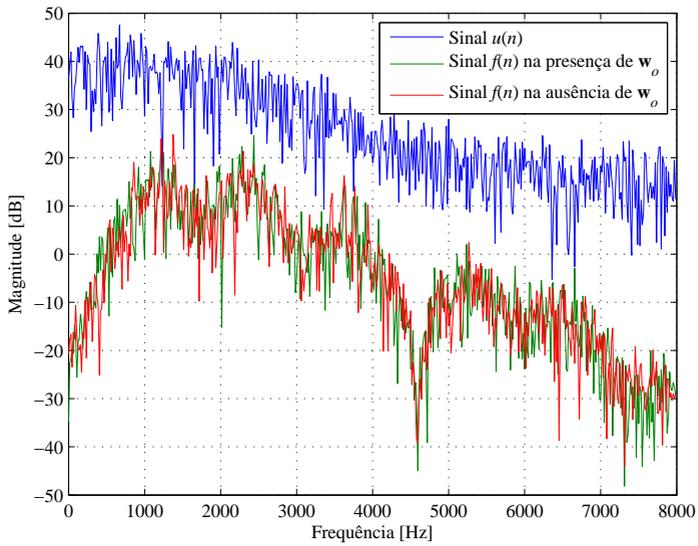


Figura 44 – Sinal de realimentação para os casos em que se considera a oclusão ou não.

5 SISTEMA DE REDUÇÃO DO EFEITO DE OCLUSÃO

Neste capítulo, uma nova estratégia para redução do efeito de oclusão em aparelhos auditivos sem abertura de ventilação é apresentada. Diferentemente dos trabalhos anteriores apresentados na literatura [3, 14, 46], propõe-se o uso de uma estrutura não-realimentada, cujos coeficientes são atualizados em tempo real. A inexistência de realimentação na estrutura do controlador resulta em uma superfície de desempenho quadrática (em função dos coeficientes do controlador), evitando a existência de mínimos locais [44]. Simulações computacionais e experimentos subjetivos são utilizados para demonstrar a viabilidade do método proposto, apresentando um aumento de desempenho, em termos de redução do efeito de oclusão em regime permanente, quando comparado a uma estrutura de controle realimentada previamente apresentada na literatura [14].

5.1 ESTRUTURA DE CANCELAMENTO

O sistema de redução de oclusão proposto parte do pressuposto da inexistência do caminho de realimentação, bem como, do cancelador de realimentação. Essa situação é característica de aplicações em que há o completo fechamento do duto de ventilação no molde.

A estrutura proposta é apresentada na Figura 45. Idealmente, deseja-se que o sinal existente no interior do canal auditivo do usuário seja minimamente influenciado pelo aumento das baixas frequências quando o canal está obstruído. Dessa maneira, pode-se assumir que o sinal desejado $m_2^{desejado}(n)$, no interior do canal auditivo, é dado por:

$$m_2^{desejado}(n) = G\{v(n - \delta) + x(n)\}q^{-\Delta} \quad (5.1)$$

em que as variáveis $v(n - \delta)$ e $x(n)$ foram definidas na Seção 2.8 e $G = G_{CC}\{G_{RR}\{\cdot\}\}$ é o processamento realizado pelo aparelho auditivo, incluindo as rotinas de redução de ruído, representada por G_{RR} e de compensação em frequência (e compressão dinâmica), G_{CC} .

Portanto, o sinal de erro a ser minimizado pelo sistema é dado por:

$$e_{des}(n) = m_2^{desejado}(n) - m_2(n) \quad (5.2)$$

sendo $m_2(n)$ o sinal captado pelo microfone interno conforme pode ser observado na Figura 45.

Desta forma, assumindo que $G\{v(n - \delta) + x(n) + z(n)\} \simeq G\{v(n - \delta) + x(n)\}$, e o conhecimento prévio de uma estimativa do atraso de propagação na saída do sistema ($\hat{\Delta} \simeq \Delta$), pode-se aproximar (5.2) por:

$$e(n) = G\{m_1(n)\}q^{-\hat{\Delta}} - m_2(n) \quad (5.3)$$

em que:

$$m_1(n) = v(n - \delta) + x(n) + z(n) \quad (5.4)$$

$$m_2(n) = [G\{m_1(n)\} - y(n)]q^{-\Delta} + \mathbf{v}^T(n)\mathbf{w}_o \quad (5.5)$$

O atraso $q^{-\Delta}$ deve-se essencialmente ao atraso de processamento do DSP e ao processo de compensação do caminho direto (Figura 16). A compensação é necessária principalmente para minimizar o efeito da resposta em frequência de alguns tipos de alto-falante em baixa frequência, que acarreta em uma atenuação significativa do sinal em certas faixas de frequência [43].

Substituindo (5.5) em (5.3), o sinal de erro pode ser expresso por:

$$e(n) = G\{m_1(n)\}q^{-\hat{\Delta}} - [G\{m_1(n)\} - y(n)]q^{-\Delta} - \mathbf{v}^T(n)\mathbf{w}_o \quad (5.6)$$

Assumindo-se, inicialmente, $\mathbf{w}(n)$ fixo, pode-se expressar $y(n)$

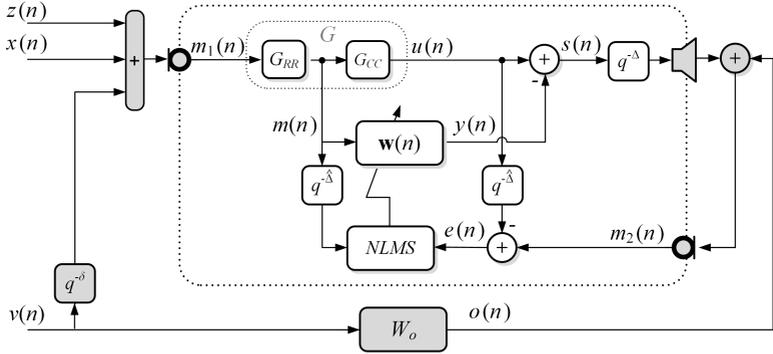


Figura 45 – Sistema de cancelamento do efeito de oclusão.

como:

$$y(n) = \mathbf{m}^T(n)\mathbf{w} \quad (5.7)$$

sendo:

$$\mathbf{m}(n) = G_{RR}\{\mathbf{m}_1(n)\} \simeq \mathbf{v}(n - \delta) + \mathbf{x}(n) \quad (5.8)$$

$$\mathbf{m}(n) = [m(n), m(n-1), \dots, m(n-N+1)]^T \quad (5.9)$$

em que $G_{RR}\{\mathbf{m}_1(n)\}$ representa o sinal captado pelo microfone externo, processado pelo sistema de redução de ruído, mas não pelos sistemas de compensação e compressão $G_{CC}\{\cdot\}$. Tem-se ainda:

$$\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}]^T \quad (5.10)$$

$$\mathbf{v}(n - \delta) = [v(n - \delta), v(n - \delta - 1), \dots, v(n - \delta - N + 1)]^T \quad (5.11)$$

$$\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)]^T \quad (5.12)$$

Supondo que $q^{-\hat{\Delta}} \simeq q^{-\Delta}$, a equação (5.6) torna-se:

$$e(n) = y(n - \Delta) - \mathbf{v}^T(n)\mathbf{w}_o \quad (5.13)$$

Elevando-se (5.13) ao quadrado e tomando-se seu valor esperado,

obtém-se:

$$E\{e^2(n)\} = \mathbf{w}^T E\{\mathbf{m}(n - \Delta)\mathbf{m}^T(n - \Delta)\}\mathbf{w} - 2\mathbf{w}^T E\{\mathbf{m}(n - \Delta)\mathbf{v}^T(n)\}\mathbf{w}_o \\ + \mathbf{w}_o^T E\{\mathbf{v}(n)\mathbf{v}^T(n)\}\mathbf{w}_o \quad (5.14)$$

A equação (5.14) pode ser descrita em função das seguintes matrizes de correlação:

$$E\{e^2(n)\} = \mathbf{w}^T \mathbf{R}_{mm(0)}\mathbf{w} - 2\mathbf{w}^T \mathbf{R}_{mv(-\Delta)}\mathbf{w}_o + \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv}\mathbf{w}_o \quad (5.15)$$

em que se assume que $\mathbf{m}(n - \Delta)$ é um sinal estacionário e ergódico em uma determinada janela de tempo, dessa forma tem-se:

$$\mathbf{R}_{mm(0)} = E\{\mathbf{v}(n - \delta)\mathbf{v}^T(n - \delta)\} + E\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\} \\ \mathbf{R}_{mm(0)} = \mathbf{R}_{vv(0)} + \mathbf{R}_{xx(0)} \quad (5.16)$$

e:

$$\mathbf{R}_{mv(-\Delta)} = E\{\mathbf{m}(n - \Delta)\mathbf{v}^T(n)\} \quad (5.17)$$

A função custo (5.15) é uma equação quadrática em relação ao vetor de coeficientes \mathbf{w} . Dessa forma, calculando-se seu gradiente em relação a \mathbf{w} e determinando a solução \mathbf{w}_{opt} que resulta em um gradiente nulo, obtém-se a solução que minimiza a função custo.

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{mm(0)}^{-1} \mathbf{R}_{mv(-\Delta)}\mathbf{w}_o \quad (5.18)$$

Substituindo-se (5.8) em (5.17) e sabendo que $x(n)$ e $v(n - \delta)$ são decorrelacionados chega-se a:

$$\mathbf{R}_{mv(-\Delta)} = E\{\mathbf{v}(n - \delta - \Delta)\mathbf{v}^T(n)\} \quad (5.19)$$

Por simplificação, (5.19) é renomeada para:

$$\mathbf{R}_{mv(-\Delta)} = \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \quad (5.20)$$

Finalmente, a substituição das equações (5.16) e (5.20) na equação (5.18) resulta no vetor de coeficientes ótimo:

$$\mathbf{w}_{opt} = (\mathbf{R}_{vv(0)} + \mathbf{R}_{xx(0)})^{-1} \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \quad (5.21)$$

A partir da equação (5.21), pode-se obter as seguintes conclusões:

- na ausência de fala do usuário do aparelho auditivo $\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{0}$;
- na ausência do efeito de oclusão $\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{0}$;
- para o caso limite em que inexistem locutores externos ($x(n) = 0$) e $\Delta = \delta = 0$, então $\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{w}_o$
- para o caso em que existe a fala de um locutor externo em conjunto com a fala do usuário, a solução ótima será uma versão transformada de \mathbf{w}_o .

5.2 COMPORTAMENTO MÉDIO DOS COEFICIENTES DE $\mathbf{w}(n)$

Nesta seção, será analisado o comportamento médio dos coeficientes de $\mathbf{w}(n)$. Assume-se que $\mathbf{w}(n)$ é sujeito a adaptação contínua e que o sistema de redução de ruído é eficiente e, portanto, $z(n)$ após o processamento por $G_{RR}\{\cdot\}$ pode ser considerado desprezível.

5.2.1 Modelo para $E\{\mathbf{w}(n)\}$

Assumindo-se que $\hat{\Delta} \simeq \Delta$, a equação de atualização do filtro adaptativo é dada por:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\alpha e(n)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta) \mathbf{m}(n-\Delta)} \mathbf{m}(n-\Delta) \quad (5.22)$$

em que α é o passo de adaptação e $\mathbf{m}(n-\Delta)$ representa o vetor do sinal de entrada do filtro adaptativo atrasado de Δ amostras. Substituindo

o sinal de erro $e(n)$, dado por (5.13), na equação (5.22), obtém-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) = & \mathbf{w}(n) + \alpha \frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)} \mathbf{w}(n-\Delta) \\ & + \frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)} \mathbf{w}_o \end{aligned} \quad (5.23)$$

Aplicando-se a esperança em (5.23) e desprezando a correlação entre $\{\mathbf{m}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\}$ e $\{\mathbf{w}(n)\}$ [110], chega-se em:

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{w}(n+1)\} = & E\{\mathbf{w}(n)\} - \alpha E\left\{\frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)}\right\} \mathbf{w}(n-\Delta) \\ & + E\left\{\frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)}\right\} \mathbf{w}_o \end{aligned} \quad (5.24)$$

Cada elemento do segundo valor esperando em (5.24) possui um numerador dado por $m(n-\Delta-l)m(n-\Delta-c)$ (l -linha e c -coluna da matriz $\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)$) e um denominador dado por $\sum_{k=0}^{N-1} m^2(n-\Delta)$. As componentes o numerador afetam somente dois dos N termos no denominador. Assim, pode-se assumir que numerador e denominador são fracamente correlacionados pelo valor alto de N [112]. Para entrada ergódicas, essa suposição é equivalente a aplicar o princípio das médias [113], como $m(n-\Delta-l)m(n-\Delta-c)$ tende a variar lentamente se comparado a $m(n-\Delta-l)m(n-\Delta-c)$ para valores altos de N . Assim, a seguinte aproximação é utilizada:

$$\begin{aligned} E\left\{\frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)}\right\} \\ \cong \frac{E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\}}{E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\}} = \frac{1}{Nr_{m(0)}} \mathbf{R}_{mm(0)} \end{aligned} \quad (5.25)$$

sendo $r_{m(k)} = E\{m(n)m(n-k)\} = r_{v(k)} + r_{x(k)} + r_{\eta(k)}$, $r_{v(k)} = E\{v(n)v(n-k)\}$, $r_{x(k)} = E\{x(n)x(n-k)\}$ e $r_{\eta(k)} = E\{\eta(n)\eta(n-k)\}$. O mesmo ar-

gumento pode ser utilizado para o terceiro valor esperado:

$$\begin{aligned}
 E \left\{ \frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)} \right\} &\cong \frac{E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\}}{E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\}} \\
 &= \frac{E\{\mathbf{v}(n-\delta-\Delta)\mathbf{v}^T(n) + \mathbf{x}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n) + \eta(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\}}{E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\}} \quad (5.26) \\
 &= \frac{1}{Nr_{m(0)}\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}}
 \end{aligned}$$

Substituindo-se (5.25) e (5.26) em (5.24), resulta em:

$$\begin{aligned}
 E\{\mathbf{w}(n+1)\} &= E\{\mathbf{w}(n)\} - \frac{\alpha}{Nr_{m(0)}}\mathbf{R}_{mm(0)}E\{\mathbf{w}(n-\Delta)\} \\
 &\quad + \frac{\alpha}{Nr_{m(0)}}\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o \quad (5.27)
 \end{aligned}$$

5.2.1.1 Modelo em regime permanente para $E\{\mathbf{w}(n)\}$

Assumindo a convergência de (5.22), em regime permanente $\lim_{n \rightarrow \infty} E\{\mathbf{w}(n+1)\} = E\{\mathbf{w}(n)\} = E\{\mathbf{w}(n-\Delta)\} = E\{\mathbf{w}(\infty)\}$.

Para $\alpha \neq 0$ e para $n \rightarrow \infty$, (5.27) torna-se:

$$E\{\mathbf{w}(\infty)\} = (\mathbf{R}_{vv(0)} + \mathbf{R}_{xx(0)})^{-1}\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o \quad (5.28)$$

No caso em que apenas o locutor externo fala, (5.28) resulta em $E\{\mathbf{w}(\infty)\} = \mathbf{0}$. Considerando o caso em que somente há a voz do usuário do aparelho auditivo, (5.28) torna-se:

$$E\{\mathbf{w}(\infty)\} = \mathbf{R}_{vv(0)}^{-1}\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o \quad (5.29)$$

As funções de correlação necessárias para a avaliação de (5.27) e (5.28) são apresentadas no Apêndice C.

5.3 ANÁLISE DO ERRO QUADRÁTICO MÉDIO

Nesta Seção é apresentado um modelo determinístico para predição do comportamento do erro quadrático médio do sistema proposto.

O erro quadrático médio, condicionado em $\mathbf{w}(n)$, é calculado como

$$\begin{aligned} E\{e^2(n)|\mathbf{w}(n)\} &= \mathbf{w}^T(n)E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\}\mathbf{w}(n) \\ &\quad - 2\mathbf{w}^T(n)E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\}\mathbf{w}_o \\ &\quad + \mathbf{w}_o E\{\mathbf{v}(n)\mathbf{v}^T(n)|\mathbf{w}(n)\}\mathbf{w}_o^T \end{aligned} \quad (5.30)$$

Removendo-se, então, o condicionamento em (5.30), através da consideração de que a correlação estatística entre $\mathbf{w}(n)$ e $\{\mathbf{m}(n), \mathbf{v}(n)\}$ seja desprezível, chega-se a

$$\begin{aligned} E\{e^2(n)\} &= \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(0)} \mathbf{w}_o - 2E\{\mathbf{w}^T(n)\} \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \\ &\quad + \text{tr}[\mathbf{R}_{mm(0)} \mathbf{K}(n-\Delta)] \end{aligned} \quad (5.31)$$

em que $\mathbf{K}(n) = E\{\mathbf{w}(n)\}E\{\mathbf{w}^T(n)\}$.

De (5.31) surge a necessidade de derivar-se uma equação recursiva para $\mathbf{K}(n-\Delta)$. Seja a equação de atualização dos coeficientes (equação (5.24))

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) - \alpha \frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)} \mathbf{w}(n-\Delta) \\ &\quad + \alpha \frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)} \mathbf{w}_o \end{aligned} \quad (5.32)$$

Calculando-se a transposta de (5.32)

$$\begin{aligned} \mathbf{w}^T(n+1) &= \mathbf{w}^T(n) - \alpha \mathbf{w}^T(n-\Delta) \frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)} \\ &\quad + \alpha \mathbf{w}_o^T \frac{\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)} \end{aligned} \quad (5.33)$$

e pós multiplicando-se (5.32) por (5.33) chega-se em

$$\begin{aligned}
\mathbf{w}(n+1)\mathbf{w}^T(n+1) &= \mathbf{w}(n)\mathbf{w}^T(n) \\
&- \alpha \mathbf{w}(n)\mathbf{w}^T(n-\Delta) \frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)} \\
&- \alpha \frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)} \mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}^T(n) \\
&+ \alpha \mathbf{w}(n)\mathbf{w}_o^T \frac{\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)} \\
&+ \alpha \frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)} \mathbf{w}_o \mathbf{w}^T(n) \\
&+ \alpha^2 \frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)} \\
&- \alpha^2 \frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}_o^T \mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)} \\
&- \alpha^2 \frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\mathbf{w}_o \mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)} \\
&+ \alpha^2 \frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\mathbf{w}_o \mathbf{w}_o^T \mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)}
\end{aligned} \tag{5.34}$$

Tomando-se o valor esperado de (5.34) e assumindo independência

entre $\{\mathbf{m}(n), \mathbf{v}(n)\}$ e $\mathbf{w}(n)$ tem-se

$$\begin{aligned}
\mathbf{K}(n+1) &= \mathbf{K}(n) \\
&- \alpha E\{\mathbf{w}(n)\mathbf{w}^T(n-\Delta)\} E\left\{\frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)}\right\} \\
&- \alpha E\left\{\frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)}\right\} E\{\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}^T(n)\} \\
&+ \alpha E\{\mathbf{w}(n)\}\mathbf{w}_o^T E\left\{\frac{\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)}\right\} \\
&+ \alpha E\left\{\frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)}\right\} \mathbf{w}_o E\{\mathbf{w}^T(n)\} \\
&+ \alpha^2 E\left\{\frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)}\right\} \\
&- \alpha^2 E\left\{\frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}_o^T\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)}\right\} \\
&- \alpha^2 E\left\{\frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\mathbf{w}_o\mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)}\right\} \\
&+ \alpha^2 E\left\{\frac{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\mathbf{w}_o\mathbf{w}_o^T\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)}{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)}\right\}
\end{aligned} \tag{5.35}$$

Em função da existência de somas quadráticas nos denominadores de (5.35) e utilizando-se o princípio das médias [113] pode-se assumir que numeradores e denominadores são fracamente correlacionados,

dessa forma

$$\begin{aligned}
\mathbf{K}(n+1) &= \mathbf{K}(n) \\
&- \alpha E\{\mathbf{w}(n)\mathbf{w}^T(n-\Delta)\} \frac{E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\}}{E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\}} \\
&- \alpha \frac{E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\}}{E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\}} E\{\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}^T(n)\} \\
&+ \alpha E\{\mathbf{w}(n)\}\mathbf{w}_o^T \frac{E\{\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\}}{E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\}} \\
&+ \alpha \frac{E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\}}{E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\}} \mathbf{w}_o E\{\mathbf{w}^T(n)\} \\
&+ \alpha^2 \frac{E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\}}{E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\}} \\
&- \alpha^2 \frac{E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}_o^T\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\}}{E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\}} \\
&- \alpha^2 \frac{E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\mathbf{w}_o\mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\}}{E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\}} \\
&+ \alpha^2 \frac{E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\mathbf{w}_o\mathbf{w}_o^T\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\}}{E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\}}
\end{aligned} \tag{5.36}$$

Os denominadores podem ser calculados da seguinte maneira

$$E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\} = \sum_{k=0}^{N-1} E\{m^2(n-\Delta-k)\} = Nr_{m(0)} \tag{5.37}$$

em que $r_{m(0)} = E\{m^2(n)\}$. Temos ainda que

$$\begin{aligned}
E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\} &= \\
&\sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} E\{m(n-\Delta-i)m(n-\Delta-i)m(n-\Delta-j)m(n-\Delta-j)\}
\end{aligned} \tag{5.38}$$

Segundo o teorema de fatoração de variáveis gaussianas temos que [81, 114]

$$\begin{aligned}
E\{x_1x_2x_3x_4\} &= E\{x_1x_2\} E\{x_3x_4\} + E\{x_1x_3\} E\{x_2x_4\} \\
&+ E\{x_1x_4\} E\{x_2x_3\}
\end{aligned} \tag{5.39}$$

Utilizando-se (5.39) em (5.38)

$$\begin{aligned}
E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\} = \\
+ \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} E\{m(n-\Delta-i)m(n-\Delta-i)\} E\{m(n-\Delta-j)m(n-\Delta-j)\} \\
+ \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} E\{m(n-\Delta-i)m(n-\Delta-j)\} E\{m(n-\Delta-i)m(n-\Delta-j)\} \\
+ \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} E\{m(n-\Delta-i)m(n-\Delta-j)\} E\{m(n-\Delta-i)m(n-\Delta-j)\}
\end{aligned} \tag{5.40}$$

Manipulando-se (5.40)

$$\begin{aligned}
E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\} \\
= \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2 \\
= N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2
\end{aligned} \tag{5.41}$$

em que $r_{m(k)} = E\{m(n)m(n-k)\}$.

Sabendo-se que

$$m(n) \cong v(n-\delta) + x(n) \tag{5.42}$$

e, portanto,

$$\begin{aligned}
r_{m(0)} &= E\{[v(n-\delta) + x(n)][v(n-\delta) + x(n)]\} \\
&= E\{v^2(n-\delta) + 2v(n-\delta)x(n) + x^2(n)\} \\
&= E\{v^2(n-\delta)\} + 2E\{v(n-\delta)x(n)\} + E\{x^2(n)\} \\
&= r_{v(0)} + r_{x(0)}
\end{aligned} \tag{5.43}$$

$$\begin{aligned}
r_{m(j-i)} &= E\{[v(n-\delta) + x(n)][v(n-\delta-j+i) + x(n-j+i)]\} \\
&= E\{v(n-\delta)v(n-\delta-j+i)\} + E\{x(n-j+i)v(n-\delta)\} \\
&\quad + E\{x(n)v(n-\delta-j+i)\} + E\{x(n)x(n-j+i)\} \\
&= r_{v(j-i)} + r_{x(j-i)}
\end{aligned} \tag{5.44}$$

Então (5.37) e (5.41) tornam-se, respectivamente

$$E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\} = N(r_{v(0)} + r_{x(0)}) \tag{5.45}$$

$$\begin{aligned}
E\{\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\} \\
&= N^2(r_{v(0)}^2 + 2r_{v(0)}r_{x(0)} + r_{x(0)}^2) \\
&\quad + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} (r_{v(j-i)}^2 + 2r_{v(j-i)}r_{x(j-i)} + r_{x(j-i)}^2)
\end{aligned} \tag{5.46}$$

Os numeradores de segunda ordem em (5.36) podem ser calculados como

$$\begin{aligned}
&E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\
&= \mathbf{R}_{mm(0)} \\
&\cong E\{[\mathbf{v}(n-\delta) + \mathbf{x}(n)][\mathbf{v}^T(n-\delta) + \mathbf{x}^T(n)]\} \\
&= E\{\mathbf{v}(n-\delta)\mathbf{v}^T(n-\delta) + \mathbf{v}(n-\delta)\mathbf{x}^T(n) \\
&\quad + \mathbf{x}(n)\mathbf{v}^T(n-\delta) + \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\} \\
&= E\{\mathbf{v}(n-\delta)\mathbf{v}^T(n-\delta)\} + E\{\mathbf{v}(n-\delta)\mathbf{x}^T(n)\} \\
&\quad + E\{\mathbf{x}(n)\mathbf{v}^T(n-\delta)\} + E\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\} \\
&= \mathbf{R}_{vv(0)} + \mathbf{R}_{xx(0)}
\end{aligned} \tag{5.47}$$

$$\begin{aligned}
E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\
&= \mathbf{R}_{mm}(0) \\
&\cong \mathbf{R}_{vv(0)} + \mathbf{R}_{xx(0)}
\end{aligned} \tag{5.48}$$

$$\begin{aligned}
E\{\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\
&\cong E\{\mathbf{v}(n)[\mathbf{v}^T(n-\delta-\Delta) + \mathbf{x}^T(n-\Delta)]\} \\
&= E\{\mathbf{v}(n)\mathbf{v}^T(n-\delta-\Delta) + \mathbf{v}(n)\mathbf{x}^T(n-\Delta)\} \\
&= E\{\mathbf{v}(n)\mathbf{v}^T(n-\delta-\Delta)\} + E\{\mathbf{v}(n)\mathbf{x}^T(n-\Delta)\} \\
&= \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)}
\end{aligned} \tag{5.49}$$

$$\begin{aligned}
E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\} \\
&\cong E\{[\mathbf{v}(n-\delta-\Delta) + \mathbf{x}(n-\Delta)]\mathbf{v}^T(n)\} \\
&= E\{\mathbf{v}(n-\delta-\Delta)\mathbf{v}^T(n) + \mathbf{x}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\} \\
&= E\{\mathbf{v}(n-\delta-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\} + E\{\mathbf{x}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\} \\
&= \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}
\end{aligned} \tag{5.50}$$

A avaliação dos numeradores de quarta ordem faz uso de [81]

$$\begin{aligned}
E\{\mathbf{y}_1\mathbf{y}_2^T\mathbf{w}_1\mathbf{w}_2^T\mathbf{y}_3\mathbf{y}_4^T\} &= E\{\mathbf{y}_1\mathbf{y}_2^T\}\mathbf{w}_1\mathbf{w}_2^T E\{\mathbf{y}_3\mathbf{y}_4^T\} \\
&\quad + E\{\mathbf{y}_1\mathbf{y}_3^T\}\mathbf{w}_2\mathbf{w}_1^T E\{\mathbf{y}_2\mathbf{y}_4^T\} \\
&\quad + \mathbf{w}_1^T E\{\mathbf{y}_2\mathbf{y}_3^T\}\mathbf{w}_2 E\{\mathbf{y}_1\mathbf{y}_4^T\}
\end{aligned} \tag{5.51}$$

Utilizando-se (5.51) condicionado em $\mathbf{w}(n-k)$

$$\begin{aligned}
& E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)|\mathcal{W}\} \\
&= E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\}\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}^T(n-\Delta)E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\
&+ E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\}\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}^T(n-\Delta)E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\
&+ \mathbf{w}^T(n-\Delta)E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\}\mathbf{w}(n-\Delta)E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \quad (5.52) \\
&= \mathbf{R}_{mm(0)}\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{R}_{mm(0)} \\
&+ \mathbf{R}_{mm(0)}\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{R}_{mm(0)} \\
&+ \mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{R}_{mm(0)}\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{R}_{mm(0)}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}_o^T\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)|\mathcal{W}\} \\
&= E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\}\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}_o^T E\{\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\
&+ E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\}\mathbf{w}_o\mathbf{w}^T(n-\Delta)E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\
&+ \mathbf{w}^T(n-\Delta)E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\}\mathbf{w}_o E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\
&= \mathbf{R}_{mm(0)}\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}_o^T E\{\mathbf{v}(n)[\mathbf{v}^T(n-\delta-\Delta) + \mathbf{x}^T(n-\Delta)]\} \\
&+ E\{[\mathbf{v}(n-\delta-\Delta) + \mathbf{x}(n-\Delta)]\mathbf{v}^T(n)\}\mathbf{w}_o\mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{R}_{mm(0)} \quad (5.53) \\
&+ \mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{R}_{mm(0)}\mathbf{w}_o\mathbf{R}_{mm(0)} \\
&= \mathbf{R}_{mm(0)}\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \\
&+ \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o\mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{R}_{mm(0)} \\
&+ \mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o\mathbf{R}_{mm(0)}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\mathbf{w}_o\mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)|\mathcal{W}\} \\
&= E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\}\mathbf{w}_o\mathbf{w}^T(n-\Delta)E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\
&+ E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\}\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}_o^T E\{\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\
&+ \mathbf{w}_o^T E\{\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\}\mathbf{w}(n-\Delta)E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\
&= E\{[\mathbf{v}(n-\delta-\Delta) + \mathbf{x}(n-\Delta)]\mathbf{v}^T(n)\}\mathbf{w}_o\mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{R}_{mm(0)} \\
&+ \mathbf{R}_{mm(0)}\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}_o^T E\{\mathbf{v}(n)[\mathbf{v}^T(n-\delta-\Delta) + \mathbf{x}^T(n-\Delta)]\} \\
&+ \mathbf{w}_o^T E\{\mathbf{v}(n)[\mathbf{v}^T(n-\delta-\Delta) + \mathbf{x}^T(n-\Delta)]\}\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{R}_{mm(0)} \\
&= \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o\mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{R}_{mm(0)} \\
&+ \mathbf{R}_{mm(0)}\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \\
&+ \mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)}\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{R}_{mm(0)}
\end{aligned} \tag{5.54}$$

$$\begin{aligned}
& E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\mathbf{w}_o\mathbf{w}_o^T\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)|\mathcal{W}\} \\
&= E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\}\mathbf{w}_o\mathbf{w}_o^T E\{\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\
&+ E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\}\mathbf{w}_o\mathbf{w}_o^T E\{\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\
&+ \mathbf{w}_o^T E\{\mathbf{v}(n)\mathbf{v}^T(n)\}\mathbf{w}_o E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\
&= E\{[\mathbf{v}(n-\delta-\Delta) + \mathbf{x}(n-\Delta)]\mathbf{v}^T(n)\}\mathbf{w}_o \\
&\mathbf{w}_o^T E\{\mathbf{v}(n)[\mathbf{v}^T(n-\delta-\Delta) + \mathbf{x}^T(n-\Delta)]\} \\
&+ E\{[\mathbf{v}(n-\delta-\Delta) + \mathbf{x}(n-\Delta)]\mathbf{v}^T(n)\}\mathbf{w}_o \\
&\mathbf{w}_o^T E\{\mathbf{v}(n)[\mathbf{v}^T(n-\delta-\Delta) + \mathbf{x}^T(n-\Delta)]\} \\
&+ \mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(0)}\mathbf{w}_o\mathbf{R}_{mm(0)} \\
&= \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o\mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} + \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o\mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \\
&+ \mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(0)}\mathbf{w}_o\mathbf{R}_{mm(0)}
\end{aligned} \tag{5.55}$$

O condicionamento de (5.52)-(5.55) é retirado calculando-se o valor esperado das equações, considerando as estatísticas de $\mathbf{w}(n-k)$ para $k = 0, 1, \dots, N-1$. Assume-se que o passo de convergência é lento e,

portanto, os coeficientes variam lentamente. Dessa maneira, obtêm-se

$$E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\ = 2\mathbf{R}_{mm(0)}\mathbf{K}(n-\Delta)\mathbf{R}_{mm(0)} + \text{tr}[\mathbf{R}_{mm(0)}\mathbf{K}(n-\Delta)]\mathbf{R}_{mm(0)} \quad (5.56)$$

$$E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\mathbf{w}(n-\Delta)\mathbf{w}_o^T\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\ = \mathbf{R}_{mm(0)}E\{\mathbf{w}(n-\Delta)\}\mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \\ + \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_oE\{\mathbf{w}^T(n-\Delta)\}\mathbf{R}_{mm(0)} \\ + E\{\mathbf{w}^T(n-\Delta)\}\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o\mathbf{R}_{mm(0)} \quad (5.57)$$

$$E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\mathbf{w}_o\mathbf{w}^T(n-\Delta)\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\ = \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_oE\{\mathbf{w}^T(n-\Delta)\}\mathbf{R}_{mm(0)} \\ + \mathbf{R}_{mm(0)}E\{\mathbf{w}(n-\Delta)\}\mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \\ + \mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)}E\{\mathbf{w}(n-\Delta)\}\mathbf{R}_{mm(0)} \quad (5.58)$$

$$E\{\mathbf{m}(n-\Delta)\mathbf{v}^T(n)\mathbf{w}_o\mathbf{w}_o^T\mathbf{v}(n)\mathbf{m}^T(n-\Delta)\} \\ = 2\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o\mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} + \mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(0)}\mathbf{w}_o\mathbf{R}_{mm(0)} \quad (5.59)$$

Usando (5.45)-(5.46), (5.47)-(5.50) e (5.52)-(5.55) em (5.36) e assumindo passo de convergência lento $E\{\mathbf{w}(n)\mathbf{w}^T(n-\Delta)\} \simeq E\{\mathbf{w}(n)\mathbf{w}^T(n)\} \simeq \mathbf{K}(n)$ chega-se a

$$\begin{aligned}
\mathbf{K}(n+1) &= \mathbf{K}(n) \\
&- \frac{\alpha}{Nr_{m(0)}} \left[\mathbf{K}(n)\mathbf{R}_{mm(0)} + \mathbf{R}_{mm(0)}\mathbf{K}(n) - E\{\mathbf{w}(n)\}\mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \right. \\
&- \left. \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o E\{\mathbf{w}^T(n)\} \right] \\
&+ \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} \left[2\mathbf{R}_{mm(0)}\mathbf{K}(n-\Delta)\mathbf{R}_{mm(0)} \right. \\
&+ \text{tr}[\mathbf{R}_{mm(0)}\mathbf{K}(n-\Delta)]\mathbf{R}_{mm(0)} \\
&+ 2\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o\mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} + \mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(0)}\mathbf{w}_o\mathbf{R}_{mm(0)} \\
&- 2\mathbf{R}_{mm(0)}E\{\mathbf{w}(n-\Delta)\}\mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \\
&- 2\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o E\{\mathbf{w}^T(n-\Delta)\}\mathbf{R}_{mm(0)} \\
&- \left. 2E\{\mathbf{w}^T(n-\Delta)\}\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o\mathbf{R}_{mm(0)} \right]
\end{aligned} \tag{5.60}$$

Assumindo-se que $\mathbf{R}_{mm(0)} = \mathbf{Q}\Lambda\mathbf{Q}^T$ onde \mathbf{Q} é a matriz de auto-vetores e Λ a matriz de autovalores de $\mathbf{R}_{mm(0)}$ temos que

$$\begin{aligned}
\text{tr}[\mathbf{R}_{mm(0)}\mathbf{K}(n-\Delta)] &= \text{tr}[\mathbf{Q}\Lambda\mathbf{Q}^T\mathbf{K}(n-\Delta)] \\
&= \text{tr}[\Lambda\mathbf{Q}^T\mathbf{K}(n-\Delta)\mathbf{Q}] \\
&= \text{tr}[\Lambda\tilde{\mathbf{K}}(n-\Delta)] \\
&= \lambda\tilde{\mathbf{k}}(n-\Delta)
\end{aligned} \tag{5.61}$$

em que $\lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & \lambda_2 & \dots & \lambda_N \end{bmatrix}^T$ e $\tilde{\mathbf{k}} = \begin{bmatrix} \tilde{K}_{1,1} & \tilde{K}_{2,2} & \dots & \tilde{K}_{N,N} \end{bmatrix}^T$.
Substituindo-se (5.61) em (5.31)

$$E\{e^2(n)\} = \mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(0)}\mathbf{w}_o - 2E\{\mathbf{w}^T(n)\}\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o + \lambda\tilde{\mathbf{k}}(n-\Delta) \tag{5.62}$$

Pré-multiplicando-se (5.60) por \mathbf{Q}^T e pós-multiplicando-se por

\mathbf{Q} obtém-se

$$\begin{aligned}
\mathbf{Q}^T \mathbf{K}(n+1) \mathbf{Q} &= \mathbf{Q}^T \mathbf{K}(n) \mathbf{Q} \\
&- \frac{\alpha}{N r_{m(0)}} \left[\mathbf{Q}^T \mathbf{K}(n) \mathbf{R}_{mm(0)} \mathbf{Q} + \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{mm(0)} \mathbf{K}(n) \mathbf{Q} \right. \\
&- \mathbf{Q}^T E\{\mathbf{w}(n)\} \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q} \\
&- \left. \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o E\{\mathbf{w}^T(n)\} \mathbf{Q} \right] \\
&+ \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} \left[2 \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{mm(0)} \mathbf{K}(n-\Delta) \mathbf{R}_{mm(0)} \mathbf{Q} \right. \\
&+ \text{tr}[\mathbf{R}_{mm(0)} \mathbf{K}(n-\Delta)] \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{mm(0)} \mathbf{Q} + 2 \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q} \\
&+ \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(0)} \mathbf{w}_o \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{mm(0)} \mathbf{Q} - 2 \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{mm(0)} E\{\mathbf{w}(n-\Delta)\} \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q} \\
&- 2 \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o E\{\mathbf{w}^T(n-\Delta)\} \mathbf{R}_{mm(0)} \mathbf{Q} \\
&- \left. 2 \mathbf{Q}^T E\{\mathbf{w}^T(n-\Delta)\} \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \mathbf{R}_{mm(0)} \mathbf{Q} \right]
\end{aligned} \tag{5.63}$$

Substituindo $\mathbf{R}_{mm(0)} = \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^T$ em (5.63) chega-se a

$$\begin{aligned}
\mathbf{Q}^T \mathbf{K}(n+1) \mathbf{Q} &= \mathbf{Q}^T \mathbf{K}(n) \mathbf{Q} \\
&- \frac{\alpha}{N r_{m(0)}} \left[\mathbf{Q}^T \mathbf{K}(n) \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} + \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^T \mathbf{K}(n) \mathbf{Q} \right. \\
&- \mathbf{Q}^T E\{\mathbf{w}(n)\} \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q} \\
&- \left. \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o E\{\mathbf{w}^T(n)\} \mathbf{Q} \right] \\
&+ \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} \left[2 \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^T \mathbf{K}(n-\Delta) \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \right. \\
&+ \text{tr}[\mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^T \mathbf{K}(n-\Delta)] \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} + 2 \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q} \\
&+ \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(0)} \mathbf{w}_o \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} - 2 \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^T E\{\mathbf{w}(n-\Delta)\} \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q} \\
&- 2 \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o E\{\mathbf{w}^T(n-\Delta)\} \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \\
&- \left. 2 E\{\mathbf{w}^T(n-\Delta)\} \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^T \mathbf{Q} \right]
\end{aligned} \tag{5.64}$$

Substituindo-se $\tilde{\mathbf{K}}(n-i) = \mathbf{Q}^T \mathbf{K}(n-i) \mathbf{Q}$, $E\{\tilde{\mathbf{w}}(n-i)\} = \mathbf{Q}^T E\{\mathbf{w}(n-$

$i)$ e $\mathbf{Q}\mathbf{Q}^T = \mathbf{Q}^T\mathbf{Q} = \mathbf{I}$ em (5.64) resulta em

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{K}}(n+1) &= \tilde{\mathbf{K}}(n) \\
&- \frac{\alpha}{Nr_{m(0)}} \left[\tilde{\mathbf{K}}(n)\Lambda + \Lambda\tilde{\mathbf{K}}(n) - E\{\tilde{\mathbf{w}}(n)\}\mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)}\mathbf{Q} \right. \\
&- \left. \mathbf{Q}^T\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_oE\{\tilde{\mathbf{w}}^T(n)\} \right] \\
&+ \frac{\alpha^2}{N^2r_{m(0)}^2 + 2\sum_{i=0}^{N-1}\sum_{j=0}^{N-1}r_{m(j-i)}^2} \left[2\Lambda\tilde{\mathbf{K}}(n-\Delta)\Lambda \right. \\
&+ \left. tr[\Lambda\tilde{\mathbf{K}}(n-\Delta)]\Lambda + 2\mathbf{Q}^T\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o\mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)}\mathbf{Q} \right. \\
&+ \left. \mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(0)}\mathbf{w}_o\Lambda - 2\Lambda E\{\tilde{\mathbf{w}}(n-\Delta)\}\mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)}\mathbf{Q} \right. \\
&- \left. 2\mathbf{Q}^T\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_oE\{\tilde{\mathbf{w}}^T(n-\Delta)\}\Lambda \right. \\
&- \left. 2E\{\tilde{\mathbf{w}}^T(n-\Delta)\}\mathbf{Q}^T\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o\Lambda \right]
\end{aligned} \tag{5.65}$$

Rearranjando-se (5.65) chega-se a

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{K}}(n+1) &= \tilde{\mathbf{K}}(n) \\
&- \frac{\alpha}{Nr_{m(0)}} \left[\tilde{\mathbf{K}}(n)\Lambda + \Lambda\tilde{\mathbf{K}}(n) \right] \\
&+ \frac{\alpha^2}{N^2r_{m(0)}^2 + 2\sum_{i=0}^{N-1}\sum_{j=0}^{N-1}r_{m(j-i)}^2} \left[2\Lambda\tilde{\mathbf{K}}(n-\Delta)\Lambda + tr[\Lambda\tilde{\mathbf{K}}(n-\Delta)]\Lambda \right] \\
&- \frac{\alpha}{Nr_{m(0)}} \left[-E\{\tilde{\mathbf{w}}(n)\}\mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)}\mathbf{Q} - \mathbf{Q}^T\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_oE\{\tilde{\mathbf{w}}^T(n)\} \right] \\
&+ \frac{\alpha^2}{N^2r_{m(0)}^2 + 2\sum_{i=0}^{N-1}\sum_{j=0}^{N-1}r_{m(j-i)}^2} \left[2\mathbf{Q}^T\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o\mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)}\mathbf{Q} \right. \\
&+ \left. \mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(0)}\mathbf{w}_o\Lambda - 2\Lambda E\{\tilde{\mathbf{w}}(n-\Delta)\}\mathbf{w}_o^T\mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)}\mathbf{Q} \right. \\
&- \left. 2\mathbf{Q}^T\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_oE\{\tilde{\mathbf{w}}^T(n-\Delta)\}\Lambda \right. \\
&- \left. 2E\{\tilde{\mathbf{w}}^T(n-\Delta)\}\mathbf{Q}^T\mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}\mathbf{w}_o\Lambda \right]
\end{aligned} \tag{5.66}$$

Tomando-se apenas os elementos da diagonal principal de (5.66),

obtém-se

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{k}}(n+1) &= \tilde{\mathbf{k}}(n) - \frac{2\alpha}{Nr_{m(0)}} \Lambda \tilde{\mathbf{k}}(n) \\
&+ \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_m^2(j-i)} [2\Lambda \Lambda \tilde{\mathbf{k}}(n-\Delta) + \lambda^T \tilde{\mathbf{k}}(n-\Delta) \lambda] \\
&- \frac{\alpha}{Nr_{m(0)}} \text{diag} [-E\{\tilde{\mathbf{w}}(n)\} \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q} \\
&- \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o E\{\tilde{\mathbf{w}}^T(n)\}] \\
&+ \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_m^2(j-i)} \text{diag} [2\mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q} \\
&+ \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(0)} \mathbf{w}_o \Lambda - 2\Lambda E\{\tilde{\mathbf{w}}(n-\Delta)\} \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q} \\
&- 2\mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o E\{\tilde{\mathbf{w}}^T(n-\Delta)\} \Lambda \\
&- 2E\{\tilde{\mathbf{w}}^T(n-\Delta)\} \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \Lambda]
\end{aligned} \tag{5.67}$$

em que $\text{diag}[\mathbf{A}] = \left[\begin{array}{cccc} a_{11} & a_{22} & \dots & a_{NN} \end{array} \right]^T$. Rearranjando-se (5.67)

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{k}}(n+1) &= \left[\mathbf{I} - \frac{2\alpha}{Nr_{m(0)}} \Lambda \right] \tilde{\mathbf{k}}(n) \\
&+ \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_m^2(j-i)} [2\Lambda \Lambda + \lambda \lambda^T] \tilde{\mathbf{k}}(n-\Delta) \\
&- \frac{\alpha}{Nr_{m(0)}} \text{diag} [-E\{\tilde{\mathbf{w}}(n)\} \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q} \\
&- \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o E\{\tilde{\mathbf{w}}^T(n)\}] \\
&+ \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_m^2(j-i)} \text{diag} [2\mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q} \\
&+ \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(0)} \mathbf{w}_o \Lambda - 2\Lambda E\{\tilde{\mathbf{w}}(n-\Delta)\} \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q} \\
&- 2\mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o E\{\tilde{\mathbf{w}}^T(n-\Delta)\} \Lambda \\
&- 2E\{\tilde{\mathbf{w}}^T(n-\Delta)\} \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \Lambda]
\end{aligned} \tag{5.68}$$

mas

$$\begin{aligned}
 \text{diag}[\mathbf{ab}^T] &= \text{diag} \left[\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 & b_2 & \dots & b_N \end{bmatrix} \right] \\
 &= \text{diag} \left[\begin{bmatrix} a_1 b_1 & a_1 b_2 & \dots & a_1 b_N \\ a_2 b_1 & a_2 b_2 & \dots & a_2 b_N \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_N b_1 & a_N b_2 & \dots & a_N b_N \end{bmatrix} \right] \\
 &= \begin{bmatrix} a_1 b_1 \\ a_2 b_2 \\ \vdots \\ a_N b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} \\
 &= \text{diag} \left[\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & \dots & a_N \end{bmatrix} \right] = \text{diag}[\mathbf{ba}^T]
 \end{aligned} \tag{5.69}$$

Usando (5.69) em (5.68) chega-se a

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{k}}(n+1) &= \left[\mathbf{I} - \frac{2\alpha}{Nr_{m(0)}} \Lambda \right] \tilde{\mathbf{k}}(n) \\
 &+ \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} [2\Lambda\Lambda + \lambda\lambda^T] \tilde{\mathbf{k}}(n-\Delta) \\
 &+ \frac{2\alpha}{Nr_{m(0)}} \text{diag} [E\{\tilde{\mathbf{w}}(n)\} \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q}] \\
 &+ \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} \text{diag} [2\mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q}] \\
 &+ \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(0)} \mathbf{w}_o \Lambda - 4\Lambda E\{\tilde{\mathbf{w}}(n-\Delta)\} \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q} \\
 &- 2E\{\tilde{\mathbf{w}}^T(n-\Delta)\} \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \Lambda]
 \end{aligned} \tag{5.70}$$

Rearranjando-se (5.70), obtém-se

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{k}}(n+1) &= \left[\mathbf{I} - \frac{2\alpha}{Nr_{m(0)}} \Lambda \right] \tilde{\mathbf{k}}(n) \\
&+ \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} [2\Lambda\Lambda + \lambda\lambda^T] \tilde{\mathbf{k}}(n-\Delta) \\
&+ \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} [\mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(0)}] \\
&- 2E\{\tilde{\mathbf{w}}^T(n-\Delta)\} \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}] \mathbf{w}_o \lambda \\
&+ \frac{2\alpha}{Nr_{m(0)}} \text{diag} [E\{\tilde{\mathbf{w}}(n)\} \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q}] \\
&+ \frac{2\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} \text{diag} [[\mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \\
&- 2\Lambda E\{\tilde{\mathbf{w}}(n-\Delta)\}] \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(\delta+\Delta)} \mathbf{Q}]
\end{aligned} \tag{5.71}$$

Definindo-se $a \odot b = \text{diag}[\mathbf{a}\mathbf{b}^T]$ em (5.71) resulta em

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{k}}(n+1) &= \left[\mathbf{I} - \frac{2\alpha}{Nr_{m(0)}} \Lambda \right] \tilde{\mathbf{k}}(n) \\
&+ \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} [2\Lambda\Lambda + \lambda\lambda^T] \tilde{\mathbf{k}}(n-\Delta) \\
&+ \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} [\mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(0)}] \\
&- 2E\{\tilde{\mathbf{w}}^T(n-\Delta)\} \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}] \mathbf{w}_o \lambda \\
&+ \frac{2\alpha}{Nr_{m(0)}} E\{\tilde{\mathbf{w}}(n)\} \odot \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \\
&+ \frac{2\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} [\mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \\
&- 2\Lambda E\{\tilde{\mathbf{w}}(n-\Delta)\}] \odot \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o
\end{aligned} \tag{5.72}$$

Utilizando-se (5.27) e (5.72) em (5.62) obtém-se um modelo re-

cursivo para predição da evolução do erro quadrático médio.

Assumindo-se convergência dos coeficientes temos que $\tilde{\mathbf{k}}_\infty \cong \lim_{n \rightarrow \infty} \tilde{\mathbf{k}}(n+1) \cong \lim_{n \rightarrow \infty} \tilde{\mathbf{k}}(n) \cong \dots \cong \lim_{n \rightarrow \infty} \tilde{\mathbf{k}}(n-\Delta)$ e $\tilde{\mathbf{w}}_\infty \cong \lim_{n \rightarrow \infty} E\{\tilde{\mathbf{w}}(n+1)\} \cong \lim_{n \rightarrow \infty} E\{\tilde{\mathbf{w}}(n)\} \cong \dots \cong \lim_{n \rightarrow \infty} E\{\tilde{\mathbf{w}}(n-\Delta)\}$. Dessa forma, (5.72) torna-se

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{k}}_\infty &= \left[\mathbf{I} - \frac{2\alpha}{Nr_{m(0)}} \Lambda \right] \tilde{\mathbf{k}}_\infty \\
 &+ \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} [2\Lambda\Lambda + \lambda\lambda^T] \tilde{\mathbf{k}}_\infty \\
 &+ \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} [\mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(0)} - 2\tilde{\mathbf{w}}_\infty^T \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}] \mathbf{w}_o \lambda \\
 &+ \frac{2\alpha}{Nr_{m(0)}} \tilde{\mathbf{w}}_\infty \odot \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \\
 &+ \frac{2\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} [\mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o - 2\Lambda \tilde{\mathbf{w}}_\infty] \\
 &\odot \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o
 \end{aligned} \tag{5.73}$$

Rearranjando-se (5.73) obtém-se

$$\begin{aligned}
 &\left[\frac{2\alpha}{Nr_{m(0)}} \Lambda - \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} [2\Lambda\Lambda + \lambda\lambda^T] \right] \tilde{\mathbf{k}}_\infty = \\
 &+ \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} [\mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(0)} - 2\mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)}] \mathbf{w}_o \lambda \\
 &+ \frac{2\alpha}{Nr_{m(0)}} \mathbf{Q}^T \mathbf{w}_o \odot \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \\
 &+ \frac{2\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} [\mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o - 2\Lambda \mathbf{Q}^T \mathbf{w}_o] \\
 &\odot \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o
 \end{aligned} \tag{5.74}$$

e

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{k}}_\infty = & \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} \left[\mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(0)} \mathbf{w}_o \right. \\
& \left. - 2 \mathbf{w}_\infty^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \right] \mathbf{A}^{-1} \lambda \\
& + \frac{2\alpha}{N r_{m(0)}} \mathbf{A}^{-1} \left[\mathbf{Q}^T \mathbf{w}_\infty \odot \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \right] \\
& + \frac{2\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} \mathbf{A}^{-1} \left\{ \left[\mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \right. \right. \\
& \left. \left. - 2\lambda \mathbf{Q}^T \mathbf{w}_\infty \right] \odot \mathbf{Q}^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o \right\}
\end{aligned} \tag{5.75}$$

em que

$$\mathbf{A} = \left[\frac{2\alpha}{N r_{m(0)}} \Lambda - \frac{\alpha^2}{N^2 r_{m(0)}^2 + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{m(j-i)}^2} \left[2\Lambda \Lambda + \lambda \lambda^T \right] \right] \tag{5.76}$$

Dessa forma o erro quadrático médio em regime permanente (5.62) é dado por

$$\lim_{n \rightarrow \infty} E\{e^2(n)\} = \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{vv(0)} \mathbf{w}_o - 2 \mathbf{w}_\infty^T \mathbf{R}_{vv(-\delta-\Delta)} \mathbf{w}_o + \lambda \tilde{\mathbf{k}}_\infty \tag{5.77}$$

5.4 RESULTADOS

Nesta Seção, são apresentados os resultados obtidos por meio de simulações e experimentos reais, com a finalidade de verificação do desempenho e comportamento da estrutura de cancelamento proposta.

Para fins de simplificação, assume-se no decorrer deste trabalho que a voz do usuário do aparelho auditivo e a voz de um locutor externo qualquer ocorrem somente em períodos distintos.

5.4.1 Simulações computacionais

Nesta Seção, são apresentados os resultados das simulações de Monte Carlo e curvas do modelo utilizando um sinal de entrada AR, com o intuito de demonstrar a viabilidade e a funcionalidade do sistema. O efeito de oclusão foi produzido a partir da filtragem dos sinais de excitação pelo sistema obtido na seção 3.3.2 e as simulações foram realizadas com aritmética de ponto flutuante no aplicativo Matlab[®].

A resposta ao impulso do sistema de oclusão utilizada é característica de um diâmetro de ventilação de 0 mm (medido conforme explicitado na Seção 3.3.2), apresentado na Figura 46. Para a implementação, a resposta ao impulso de w_o foi limitada a 150 coeficientes. Esse procedimento manteve as características da resposta em frequência original.

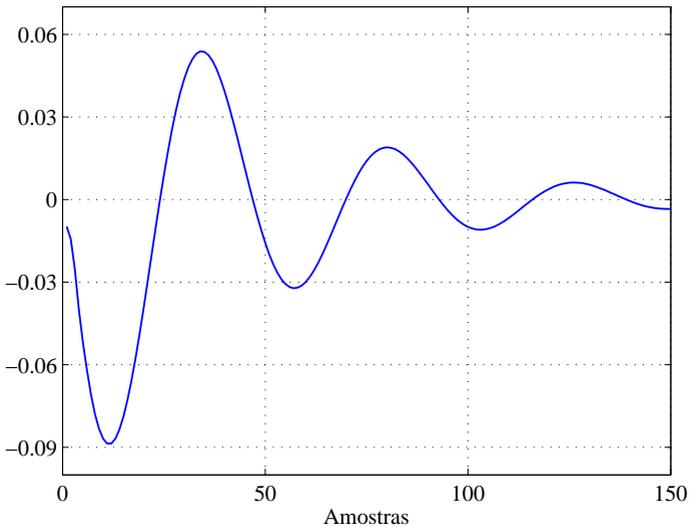


Figura 46 – Resposta ao impulso do sistema de oclusão sem ventilação.

O sinal de fala do usuário foi simulado utilizando um modelo AR cujos coeficientes foram estimados por meio do método de Burg [115] com ordem $L = 21$ para o fonema vozeado /i/. A quasi-estacionaridade deste tipo de sinal permite a avaliação quantitativa do desempenho dos controladores. Os coeficientes obtidos são apresentados na Figura 47.

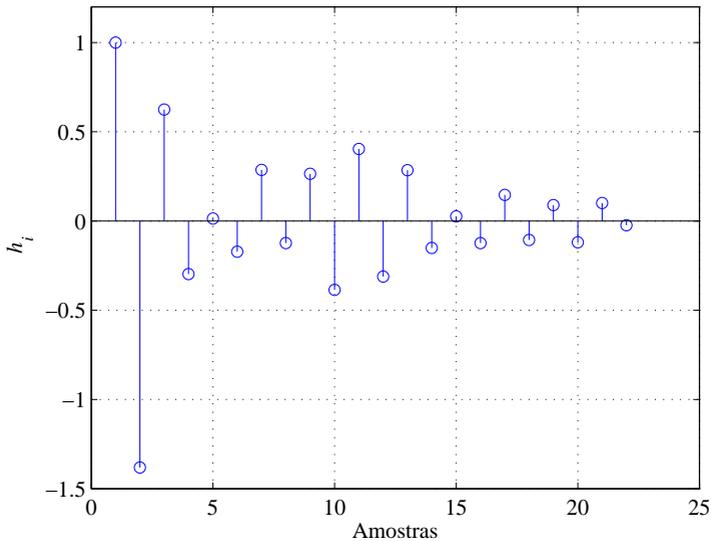


Figura 47 – Coeficientes do processo autorregressivo.

5.4.1.1 Validação do modelo

Para o modelo, os valores em regime permanente são os provenientes das equações (5.29) e (5.77). Inicialmente, são apresentados os resultados para o caso em que somente há a fala do usuário de aparelho auditivo. Essa consideração é válida tendo em vista que trabalhos prévios na redução do efeito de oclusão assumiram a inexistência de fala externa concomitantemente ao discurso do usuário [3, 116, 117],

supondo que, enquanto uma pessoa está falando, a outra está somente ouvindo. A suposição de que a potência do ruído ambiente é insignificante baseia-se na existência de sistemas de redução de ruído eficientes e/ou em condições de alta relação sinal-ruído. O sistema G_{RR} é assumido perfeito $G_{RR}\{x(n)+v(n)+z(n)\} = x(n-\Delta)+v(n-\Delta)$ e o sistema G_{CC} é modelado por um ganho de banda larga de valor G_0 e um atraso de processamento T . Em um segundo momento, é apresentado o caso em que existe ruído residual.

O atraso de propagação δ foi ajustado para 14 amostras (Seção 3.4.1). O atraso dos conversores AD/DA foram setados para $\Delta = 1$ de acordo com as latências de processadores comerciais para a aplicação específica (ASICs) de aparelhos auditivos, como o Ezairo 7100 da *On Semiconductor*, que apresenta um atraso de entrada-saída de $44 \mu\text{s}$ [116]. O atraso de processamento foi definido como $T = 16$, representando um atraso de grupo de 1 ms. Como resultado, o atraso de propagação de todo o caminho de processamento para as simulações computacionais é $\delta+\Delta+T = 14 + 1 + 16 = 31$ amostras, equivalente a 1,9 ms. O número de coeficientes do filtro adaptativo foi determinado de forma arbitrária como idêntico ao do sistema de oclusão ($N = 150$). Os parâmetros da implementação do sistema são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros dos sistemas de cancelamento utilizando um sinal AR.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Atraso de propagação da fala	δ	14 (amostras)
Atraso de processamento	T	16 (amostras)
Atraso do DSP	Δ	1 (amostras)
Ganho	G_0	1
Variância de $v(n)$	σ_v^2	$0,35 \times 10^2$
Passo de adaptação para $\mathbf{w}(n)$	α	0,01
Número de coeficientes de $\mathbf{w}(n)$	N	150
Número de realizações ¹	–	500

¹Número de realizações calculado para uma variação de $\pm 0,45$ dB em um intervalo de confiança de 95% [118].

A Figura 48 mostra a comparação entre simulação de Monte Carlo e modelo teórico para o comportamento médio dos coeficientes, assumindo $SNR = \infty$ ($z(n) = 0$), para 12×10^6 iterações. Nessa Figura são mostrados os coeficientes $E\{w_i(n)\}$ para $i = \{2 \ 3 \ 16 \ 39\}$. Todos os coeficientes convergem o valor teórico em regime permanente.

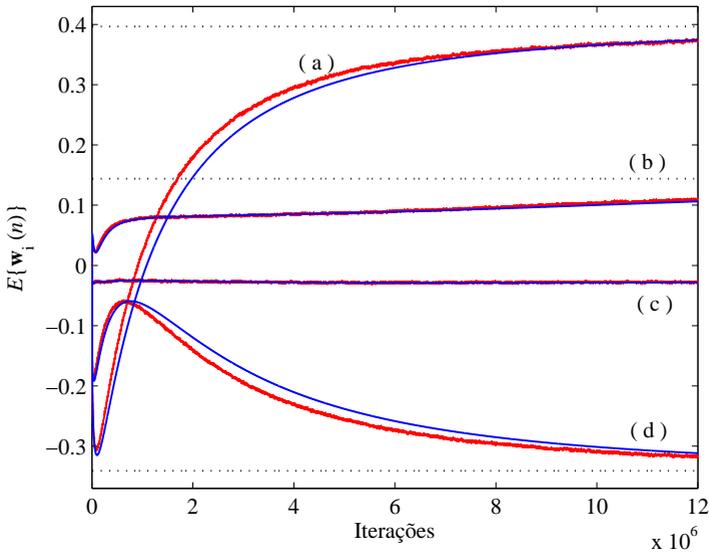


Figura 48 – Comportamento médio dos coeficientes de $\mathbf{w}(n)$ para o caso ideal $SNR = \infty$. Simulação de Monte Carlo em vermelho, modelo em azul e regime permanente em preto pontilhado. (a) $E\{w_1(n)\}$, (b) $E\{w_3(n)\}$, (c) $E\{w_{16}(n)\}$, (d) $E\{w_{39}(n)\}$.

Na Figura 49 a mesma comparação é apresentada, agora para o caso $SNR = 10 \log_{10}(\sigma_v^2/\sigma_z^2) = 3dB$ ($z(n) \neq 0$), sendo $i = \{16 \ 39 \ 50 \ 150\}$.

A evolução do erro quadrático médio $E\{e^2(n)\}$, para o mesmo conjunto de parâmetros, é apresentada na Figura 50.

A partir da equação (5.21), pode-se verificar que o processo de redução do efeito de oclusão realizado pelo sistema proposto também pode ser analisado do ponto de vista de um processo de identificação.

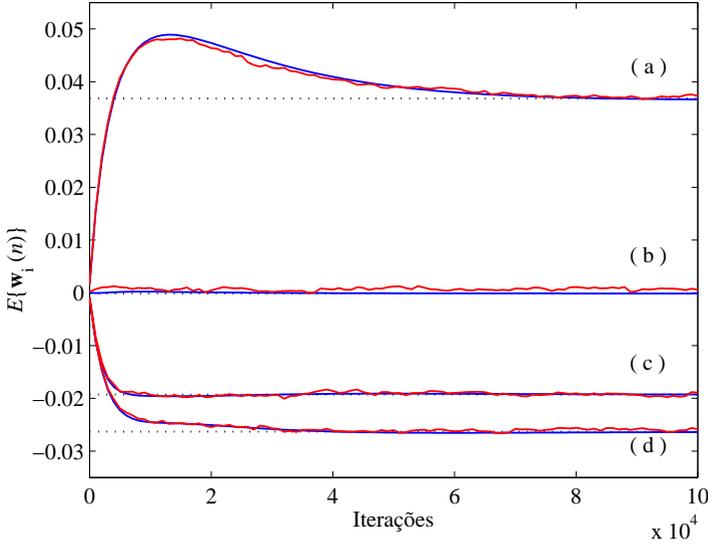


Figura 49 – Comportamento médio dos coeficientes de $\mathbf{w}(n)$ para o caso $SNR = 3dB$. Simulação de Monte Carlo em vermelho, modelo em azul e regime permanente em preto pontilhado. (a) $E\{w_{16}(n)\}$, (b) $E\{w_{39}(n)\}$, (c) $E\{w_{50}(n)\}$, (d) $E\{w_{150}(n)\}$.

Isto pode ser visto na Figura 51, que mostra a resposta em frequência de (a) \mathbf{w}_o , (b) $\lim_{n \rightarrow \infty} E\{\mathbf{w}(n)\}$ para $\delta = \Delta = 0$, (c) $\lim_{n \rightarrow \infty} E\{\mathbf{w}(n)\}$ para $\delta = 14$ e $\Delta = 1$, e (d) $\lim_{n \rightarrow \infty} E\{\mathbf{w}(n)\}$ para $\delta = 14$ e $\Delta = 10$, conforme definido em (5.21). As curvas (a) e (b), mostram que a resposta em frequência dos coeficientes em regime permanente para $\delta = \Delta = 0$ é uma estimativa acurada da resposta em frequência do sistema de oclusão.

A Figura 52 possibilita uma confrontação entre os valores em regime permanente do erro quadrático e o atraso de propagação total $(\delta + \Delta)$. Verifica-se uma significativa queda no desempenho da estrutura proposta à medida que $\delta + \Delta$ aumenta. O máximo desempenho prático possível é limitado por $\delta + \Delta > 14 + 1 = 15$. Dessa forma, o erro mínimo

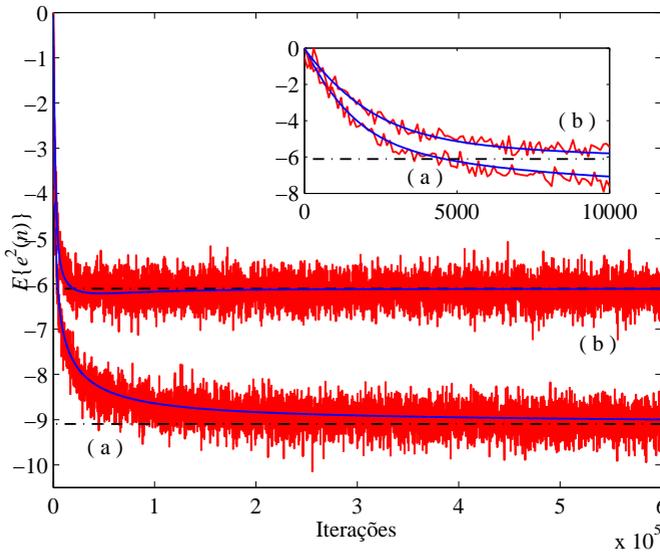


Figura 50 – Evolução do erro quadrático médio $E\{e^2(n)\}$. (a) $SNR = \infty$ dB, (b) $SNR = 3$ dB. Simulação de Monte Carlo em vermelho, modelo em azul e regime permanente em preto pontilhado. No detalhe são apresentadas as 10000 primeiras iterações.

em regime permanente para este experimento seria -16 dB.

Apesar de nesses primeiros experimentos termos levado em conta apenas o sinal de fala do usuário do aparelho auditivo, os modelos teóricos desenvolvidos neste trabalho podem ser generalizados para o caso *multitalker* (fala do usuário + fala externa + ruído ambiente) da seguinte maneira: assumindo que o campo acústico é uma mistura aditiva de sinais independentes contendo a fala do usuário $v(n - \delta)$, fala externa $x_i(n)$ (para $i = 1, \dots, U$ em que U é o número de falantes externos) e o ruído ambiente $z(n)$, então o sinal adquirido pelo microfone externo é $m_1(n) = v(n - \delta) + [x_1(n) + x_2(n) + \dots + x_U(n) + z(n)] = v(n - \delta) + x(n) + z(n)$, em que $x(n) = x_1(n) + x_2(n) + \dots + x_U(n)$.

Da mesma forma que a fala [119], o ruído ambiente pode, na

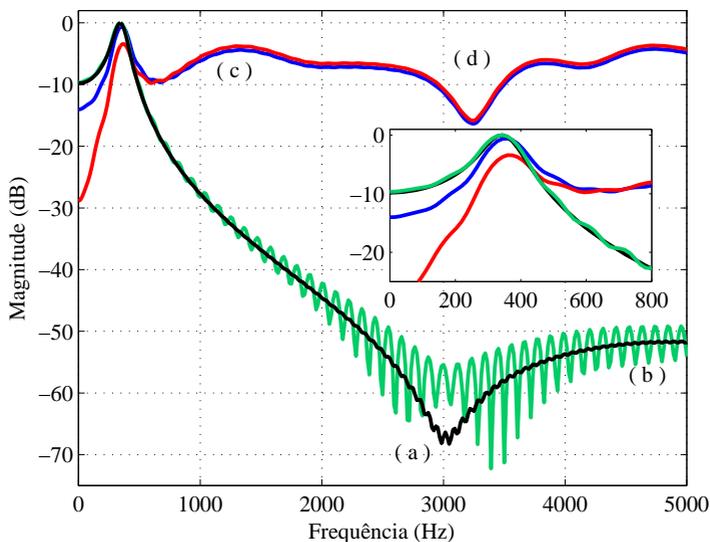


Figura 51 – Resposta em frequência de: (a) \mathbf{w}_o (preto), (b) $\lim_{n \rightarrow \infty} E\{\mathbf{w}(n)\}$ para $\delta = \Delta = 0$ (verde), (c) $\lim_{n \rightarrow \infty} E\{\mathbf{w}(n)\}$ para $\delta = 14$ e $\Delta = 1$ (azul), e (d) $\lim_{n \rightarrow \infty} E\{\mathbf{w}(n)\}$ para $\delta = 14$ e $\Delta = 10$ (vermelho).

maioria das situações, ser modelado por um processo autorregressivo (AR) com parâmetros variáveis no tempo [120]. Em [121], foi inicialmente demonstrado que a soma de dois processos AR resulta em um processo de média móvel autorregressiva (ARMA). No entanto, embora não exato, é reconhecido que, na prática, um modelo ARMA pode ser aproximado por um processo AR com precisão aceitável [122]. A explicação para este paradoxo é que um processo ARMA ($q + h, q$) com q raízes semelhantes nas partes AR e MA pode ser bem aproximado por um AR (h), devido ao quase cancelamento de raízes semelhantes em ambos os membros. Um exemplo de tal abordagem pode ser encontrado em [123] onde (assumindo contaminação aditiva e independência do ruído e do sinal de fala original) os coeficientes AR da fala+ruído

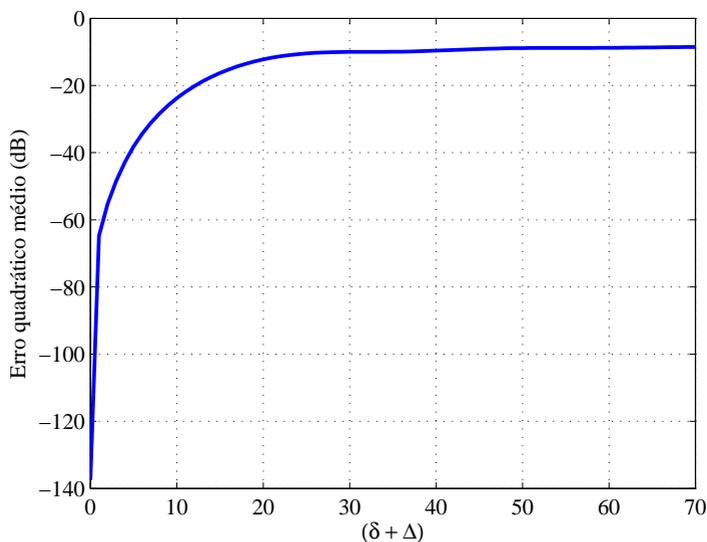


Figura 52 – Erro quadrático médio em função do atraso total $(\delta + \Delta)$.

foram obtidos a partir da soma dos coeficientes de correlação individuais (ruído e fala). A partir dessas premissas, podemos assumir que $z(n)$ pode ser utilizado para representar o conjunto de sinais externos ao usuário do aparelho auditivo.

5.4.1.2 Comparação com uma estrutura realimentada

De forma a verificar o desempenho da estrutura proposta, dois experimentos comparativos, em relação à estrutura realimentada apresentada em [14] e discutida na seção 2.4, foram feitos. O ruído ambiente foi considerado inexistente e o processamento intrínseco ao aparelho auditivo (G) representado por um ganho unitário e um atraso de grupo de 16 amostras.

No primeiro experimento foi utilizado o sinal AR modelado pelos coeficientes apresentados na Figura 47. Os parâmetros de projeto foram

definidos por tentativas exaustivas, para a obtenção da mesma taxa de convergência para ambos os controladores. As seguintes faixas de valores foram analisadas: número de coeficientes (N): 50-200 em passos de 50; passo de convergência (α): 0,0007-0,1 em passos de 0,0001; Fator Leaky (γ): 0-0,1 em passos de 0,01. Os parâmetros para esta comparação são apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros dos sistemas de cancelamento para comparação utilizando um sinal AR.

Parâmetro	Símbolo	Valor	
		realimentado	não-realimentado
Atraso de propagação da fala	δ	14	14
Atraso de processamento	T	16	16
Atraso do DSP	Δ	1	1
Ganho	G_0	1	1
Passo de adaptação para $\mathbf{w}_2(n)$	α	0,0007	0,001
Número de coeficientes	N	150	150
Fator <i>leaky</i>	γ	0,01	–
Número de iterações	–	12×10^5	12×10^5
Número de realizações ²	–	500	500

Os resultados apresentados na Figura 53 mostram que, para uma mesma taxa de convergência inicial, definida pelo conjunto de parâmetros de projeto utilizado, a estrutura proposta apresenta um erro em regime 3 dB menor que o da estrutura realimentada, e uma redução de 8,7 dB se comparada ao caso em que o cancelador é desligado. Experimentos exaustivos, dentro da faixa de parâmetros utilizados, resultaram invariavelmente em menor erro em regime permanente para a estrutura proposta.

No segundo experimento foi utilizado um sinal de fala real de um indivíduo de sexo masculino. Foi utilizado o mesmo conjunto de parâmetros da Tabela 6 (com exceção do número de iterações e realizações). Na Figura 54 é apresentado o espectro de potência dos se-

²Número de realizações calculado para uma variação de $\pm 0,45$ dB em um intervalo de confiança de 95% [118].

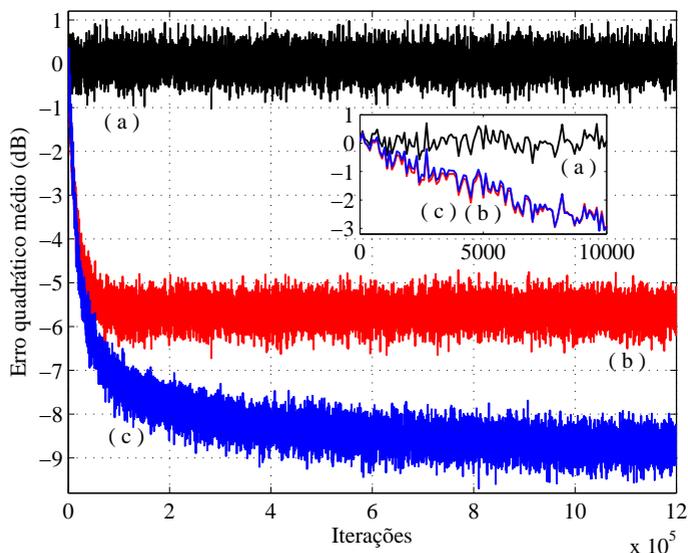


Figura 53 – Simulações de Monte Carlo para o primeiro experimento: (a) o cancelador desligado (preto), (b) o controlador realimentado (vermelho) e (c) o controlador não-realimentado (azul). No detalhe são apresentadas as primeiras iterações.

guintes sinais obtidos no segundo experimento: fala original do usuário; fala submetida ao efeito de oclusão; fala processada pelo controlador realimentado; e fala processada pelo controlador não-realimentado. Para a estimação do espectro de potência foram utilizados 500 segmentos de 20 ms com 50% de sobreposição e a transformada rápida de Fourier (1024 bins). Na Tabela 7 são apresentados os valores de magnitude dos sinais para diferentes frequências.

Na Figura 54 verifica-se que a estrutura não-realimentada obteve uma redução média de 5,4 dB na faixa de frequência de 200-500Hz, uma vantagem de 0,6 dB quando comparada à estrutura realimentada (7). Neste exemplo, um aumento de potência do sinal processado em altas frequências, especialmente para o sistema não-realimentado, pode ser

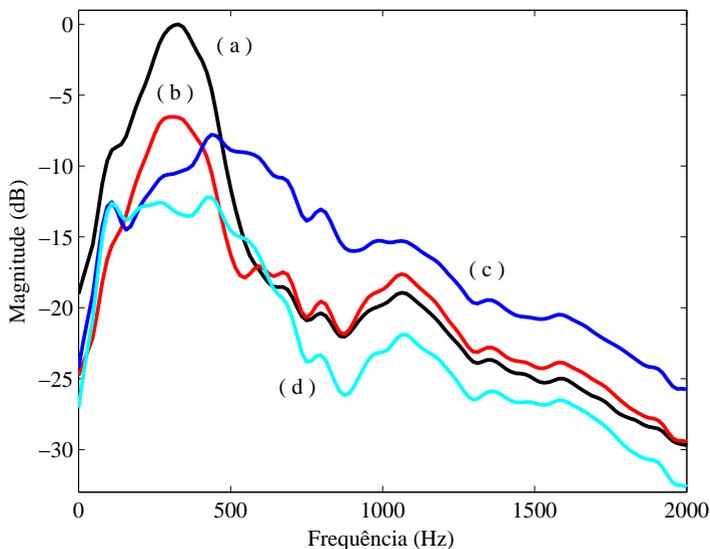


Figura 54 – Espectro de potência dos sinais de fala. (a) cancelador desligado (preto); (b) cancelador realimentado (vermelho); (c) cancelador não-realimentado (azul); (d) sinal de fala original (ciano).

Tabela 7 – Magnitude do sinal de fala para diferentes frequências, de acordo com a Figura 54. Para fala original, cancelador não-realimentado (CNR), cancelador realimentado (CR) e sem cancelador (SC)).

Frequência (Hz)	Fala original (dB)	CNR (dB)	CR (dB)	SC (dB)
200	-12,9	-12,8	-10,3	-5,1
300	-12,9	-10,6	-6,5	-0,1
400	-12,6	-8,7	-8,6	-2,6
500	-14,6	-8,9	-16,2	-11,6
1000	-23	-15,3	-18,7	-19,8
2000	-32,6	-25,8	-29,4	-29,7

observado.

5.4.2 Avaliação subjetiva

Esta seção tem como objetivo estabelecer uma metodologia preliminar para avaliação subjetiva do desempenho da estrutura proposta. Inicialmente serão apresentados os aspectos éticos que nortearam este trabalho e em sequência apresentados resultados subjetivos oriundos da comparação da implementação prática de um cancelador do efeito de oclusão realimentado previamente existente [14] e a proposta neste trabalho.

5.4.2.1 Aspectos éticos

A participação de voluntários nos experimentos realizados seguiu a Resolução nº 466/12, 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. 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 (Apêndice D), 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 submetida ao Comitê de Ética em Pesquisas em Seres Humanos (CEPSH) do Centro de Pesquisas Oncológicas de Florianópolis em 15 de agosto de 2014 e aprovada em 03 de outubro de 2014 (Apêndice E), sob o certificado CAEE³ 35299914.5.0000.5355.

³Certificado de Apresentação para Apreciação Ética

5.4.2.2 Metodologia

O procedimento de avaliação foi constituído por 3 situações:

1. Sistema desligado (canal ocluído);
2. Sistema adaptativo realimentado ligado;
3. Sistema adaptativo não-realimentado (proposto) ligado;

Para a execução dos experimentos foram definidos 3 cenários diferentes:

Cenário 1. Sistema desligado × Sistema adaptativo realimentado, ou vice-versa;

Cenário 2. Sistema desligado × Sistema adaptativo não-realimentado, ou vice-versa;

Cenário 3. Sistema adaptativo não-realimentado × Sistema adaptativo realimentado, ou vice-versa;

Para a montagem de cada cenário foram utilizadas 15 frases. A combinação das 15 sentenças e 3 cenários resultou em uma lista de 45 realizações do processo de avaliação.

Para cada um dos 45 pares de situações o voluntário foi orientado a marcar na escala apresentada na Figura 55 a sua percepção, a partir de uma comparação da segunda locução com relação à primeira, em termos de melhora ou degradação do sistema com relação à qualidade da voz afetada pela oclusão.



Figura 55 – Escala de linha para avaliação do sistema de minimização do efeito de oclusão.

Ao final 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 .

Os valores obtidos são apresentados em forma de diagrama de extremos e quartis (Figura 56). 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 1^o e o 3^o quartis (denominados q_1 e q_3 respectivamente) é representado por um retângulo cuja mediana é indicada por uma barra.

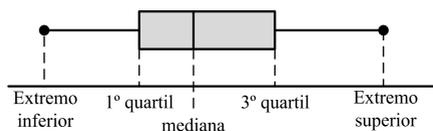


Figura 56 – Representação do *boxplot*.

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 [124], 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.

5.4.2.3 Avaliação subjetiva *offline*

Para a avaliação subjetiva *offline*, um conjunto de quinze sentenças foneticamente balanceadas⁴ foram obtidas de [125] e submetidas ao processo de cancelamento das duas estruturas no *software* Matlab[®].

Os arquivos de áudio resultantes foram gravados e avaliados posteriormente por voluntários utilizando fones de ouvido.

O método de avaliação é idêntico ao apresentado na Seção 5.4.2.2, porém somente utilizando o Cenário 3. Quinze voluntários, sem histórico ou reclamações de problemas auditivos, fizeram a avaliação por meio de fones de ouvido marca *Sennheiser* HD202. Os parâmetros dos filtros foram os mesmos utilizados na Tabela 6. O parâmetro Δ de atraso no DSP foi configurado de acordo com o encontrado em processadores desenvolvidos especialmente para a implementação de sistemas de redução de oclusão, como a Ezairo 7100 (*On Semiconductor*), cuja latência é de $44\mu s$ (0,7 amostras a uma frequência de amostragem de 16kHz, utilizada em [46]).

O resultado é apresentado na Figura 57. Na escala de qualidade definida entre -5 e 5 , os valores obtidos foram considerados relevantes e, segundo os voluntários, o sistema de cancelamento não-realimentado apresenta um desempenho melhor se comparado ao sistema realimentado. A média geral do experimento resultou em um valor de $1,56$ em favor do sistema proposto. A análise estatística dos dados é apresentada na Seção 5.4.3.1.

5.4.2.3.1 Avaliação objetiva

Apesar de promover uma redução no efeito de oclusão, voluntários participantes do experimento apresentado na seção anterior relataram a sensação de metalização do som processado pelo cancelador não-realimentado provavelmente decorrente do processo de adaptação do filtro adaptativo.

De forma a verificar a possibilidade de quantificação desta sensação de metalização (distorção na fala), foram utilizados quatro critérios ob-

⁴O termo foneticamente balanceado, neste caso, significa que a lista de frases gerada tem uma distribuição fonética similar àquela encontrada na fala espontânea.

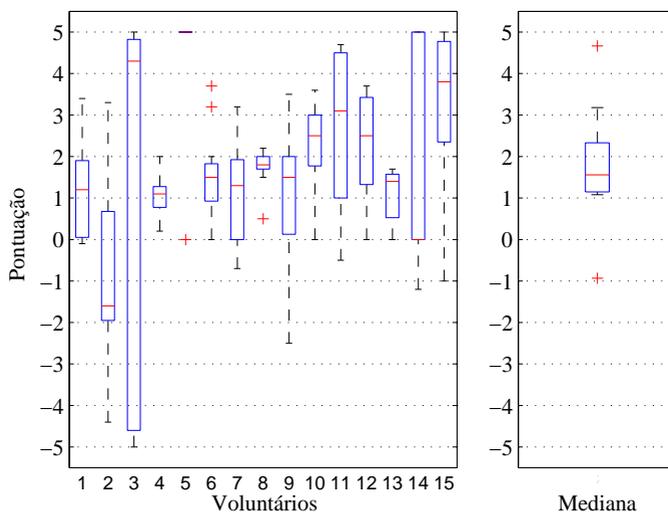


Figura 57 – *Boxplot* da avaliação subjetiva para os sistemas realimentado \times não-realimentado utilizando fones de ouvido. Valores positivos indicam melhor desempenho do método proposto em relação ao cancelador realimentado. (a) pontuação individual dos 15 voluntários; (b) pontuação média.

jetivos de qualidade. Os critérios escolhidos foram os índices WSS, IS, CEP e PESQ.

WSS: 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, em [126] foi proposta uma medida baseada na ponderação das diferenças entre as inclinações espectrais do sinal em cada banda. A inclinação espectral ponderada (WSS – *Weighted Spectral Slope*) foi desenvolvida para penalizar rigorosamente diferenças no posicionamento dos pi-

cos espectrais (formantes) e ignorar diferenças como tilt espectral, nível global, etc. A métrica 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.

IS: 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) [127, 128]. 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 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.

CEP: O método baseado na distância cepstral (CEP) [127] 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.

PESQ: Esta medida (*Perceptual Evaluation of Speech Quality*) foi desenvolvida para quantificar distorções comumente encontradas em sistemas digitais de telecomunicações, ocasionadas, por exemplo, por perdas de pacotes, atraso do sinal e distorções causadas pelo CODEC. É importante notar que o PESQ não faz uma avaliação de qualidade da transmissão (perda de pacotes, distorções do canal) e sim das distorções percebidas pelo usuário final [129]. Neste trabalho será utilizado o PESQ de banda larga [130].

Os índices de qualidade abordados possuem as seguintes escalas de valores:

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

Na Tabela 8 são apresentados os resultados obtidos para as sentenças processados pelos dois canceladores. O critério de qualidade CEP, aplicado a ambos os canceladores, apresenta diferença significativa frente às respectivas escalas, indicando melhor qualidade aos sinais processados pelo cancelador não-realimentado. Esse resultado, entretanto, não corresponde à sensação subjetiva relatada por alguns voluntários. Por outro lado, os critérios WSS, IS e PESQ (diferença de PESQ mínima de 0,8 favorecendo o cancelador realimentado), indicam de forma consistente uma qualidade maior dos sinais processados pelo cancelador realimentado (corroborando as observações de alguns voluntários). Os resultados do WSS e IS associam-se respectivamente

às inclinações espectrais das formantes e à magnitude do sinal, características que podem ser fortemente afetadas pelas flutuações do processo de adaptação, em função da escolha de um passo de convergência elevado. Dessa forma, a diminuição do passo de convergência é a solução provável para a melhoria da qualidade do sinal.

Tabela 8 – Valores dos critérios objetivos de qualidade obtidos na simulação com sinal de voz real para o cancelador realimentado (CR) e não-realimentado (CNR).

Sentenças	WSS		IS		CEP		PESQ	
	CNR	CR	CNR	CR	CNR	CR	CNR	CR
01	25,2	8,2	1,0	0,3	4,2	5,1	3,1	4,2
02	16,5	8,5	1,1	0,3	4,3	5,1	3,2	4,1
03	16,3	8,0	1,2	0,3	4,5	5,1	3,3	4,2
04	18,9	7,8	1,1	0,3	4,2	5,1	3,3	4,1
05	17,7	8,9	1,3	0,3	4,4	5,1	3,1	4,2
06	20,2	7,8	1,3	0,3	4,3	5,2	2,9	4,1
07	17,5	8,8	1,3	0,3	4,5	5,1	3,2	4,1
08	16,8	8,7	1,3	0,3	4,7	5,2	3,1	4,2
09	15,1	8,7	1,2	0,3	4,4	5,1	3,1	4,1
10	16,8	8,3	1,3	0,3	4,2	5,2	3,0	4,1
11	17,0	8,4	1,3	0,3	4,3	5,1	3,1	4,1
12	18,3	7,2	1,3	0,3	4,3	5,1	3,1	4,1
13	20,7	8,7	1,4	0,3	4,7	5,1	2,8	4,2
14	15,7	8,7	1,3	0,3	4,4	5,1	3,1	4,2
15	16,6	9,1	1,1	0,3	4,4	5,2	3,2	4,2

É importante levar em consideração que essas distorções no espectro da fala foram notadas e reportadas por indivíduos que consideram ter uma audição normal. Essas variações no espectro da fala podem, no entanto, não serem tão importantes em indivíduos com deficiência auditiva, uma vez que pessoas que normalmente são afetadas pelo efeito de oclusão não apresentam perda em baixas frequências, mas em contrapartida possuem perdas neurossensoriais severas a profundas em altas frequências [89].

5.4.2.4 Avaliação subjetiva *online*

Para uma avaliação subjetiva dos sistemas de redução do efeito de oclusão em condições reais foi realizada a implementação dos canceladores em uma placa de desenvolvimento ADSP-BF537 *EZ-KIT Lite* (apresentada na seção 3.2). Os experimentos contaram com a participação de cinco voluntários do sexo masculino, todos sem queixas relacionadas à problemas de audição. Um molde auricular semelhante ao mostrado na Figura 17 foi fabricado para cada um dos voluntários. A necessidade da utilização de um molde personalizado deve-se às diferenças anatômicas de cada indivíduo, além disso, minimiza a probabilidade de vazamentos e desconforto.

Os parâmetros utilizados nos canceladores são apresentados na Tabela 9 e foram escolhidos para que ambas estruturas apresentassem o mesmo transitório inicial do processo de adaptação assumindo-se um sinal de entrada autoregressivo (Figura 58).

Tabela 9 – Parâmetros dos sistemas de cancelamento.

Parâmetro	Símbolo	Estrutura	
		realimentada	não-realimentada
Atraso de processamento	T	16	16
Atraso do DSP	Δ	22	22
Ganho	G_0	1	1
Passo de adaptação	α	0,001	0,002
Número de coeficientes	N	150	150
Fator <i>leaky</i>	γ	0,01	–

O atraso de processamento T corresponde ao atraso de processamento do aparelho auditivo, e aqui foi configurado para um valor correspondente à 1 ms [131]. A compensação do caminho direto não foi feita devido às características físicas do sistema implementado. Conforme foi descrito em [14] uma importante causa de degradação do desempenho do sistema de cancelamento do efeito de oclusão deve-se à resposta espectral do alto-falante, no entanto, para estes experimen-

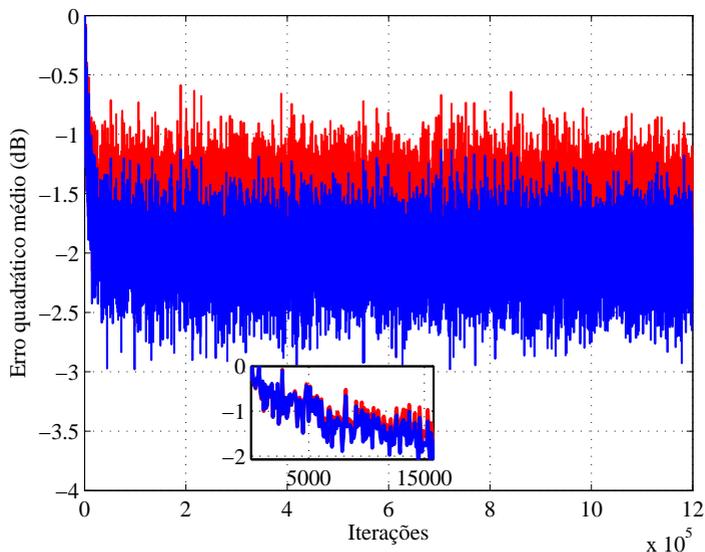


Figura 58 – Erro quadrático médio dos canceladores realimentado (vermelho) e não-realimentado (azul). No detalhe são apresentadas as 15000 primeiras iterações.

tos, o alto-falante utilizado foi do modelo BK-21610-000 *Knowles*, que apresenta uma resposta em frequência 15 dB maior que o alto-falante utilizado em [14] nas faixas de frequência onde ocorre a oclusão.

Para a avaliação dos sistemas, o voluntário foi solicitado a realizar a locução em voz alta da frase selecionada para cada situação de cada um dos cenários e então marcar na escala de linha (Figura 55) a sua percepção subjetiva em termos de melhora ou degradação do sistema em questão. Os resultados obtidos com os voluntários são apresentados na Figura 59. Relatos associados às medições indicam que a ação dos canceladores promove a sensação de abertura do ouvido.

Comparando cada estrutura com o caso em que o cancelador de oclusão está desligado é possível observar nos gráficos apresentados que claramente, tanto a estrutura realimentada quanto a estrutura

não-realimentada são preferidas por todos os voluntários em relação à condição em que não há sistema de redução de oclusão. Os resultados da comparação entre os sistemas realimentado e não-realimentado apresentaram uma preferência levemente superior (mediana de 0,1) em favor do sistema realimentado.

5.4.2.5 Discussão

As avaliações subjetivas mostraram, claramente, que a sensação subjetiva de redução do efeito de oclusão do cancelador proposto diminui à medida que os atrasos envolvidos no sistema aumentam. Na próxima seção, algumas considerações acerca dos atrasos serão discutidas para demonstrar a influência no desempenho dos canceladores.

5.4.2.5.1 Considerações acerca dos atrasos de propagação

Na Seção 3.4.1 foi mostrado que o DSP utilizado para implementação dos canceladores possui um atraso Δ consideravelmente alto em relação à dispositivos ASICs comercialmente disponíveis. De maneira a verificar a influência deste atraso sobre o desempenho dos canceladores, foram feitas simulações no software Matlab[®] para $\delta = 14$ e valores diferentes para Δ .

Todos os resultados obtidos (Figura 60) mostraram que o cancelador proposto apresenta um melhor desempenho de erro quadrático médio (3 dB para $\Delta = 1$ e 0,51 dB para $\Delta = 15$) em comparação com o cancelador realimentado. Os parâmetros utilizados nas simulações apresentadas na Figura 60 foram escolhidos de forma a garantir a mesma velocidade de convergência (regime transitório) inicial para ambos os canceladores.

Mesmo com o aumento do atraso no caminho direto para 22 amostras (obtido no sistema implementado no DSP), observa-se uma

redução do erro quadrático médio de 1,4 dB. Esse resultado não explica o aumento significativo da qualidade subjetiva descrito pelos voluntários. Mas sabe-se que o desempenho do cancelador não-realimentado baseia-se na previsibilidade do sinal de oclusão $o(n)$.

5.4.3 Análise estatística

Nesta seção a análise estatística dos experimentos subjetivos das Seções 5.4.2.3 e 5.4.2.4 é apresentada.

5.4.3.1 Avaliação subjetiva *offline*

A significância estatística dos experimentos subjetivos foi inicialmente analisada por meio do teste de Mann-Whitney-Wilcoxon para análise de variância [132]. Este teste estatístico mede a dissimilaridade entre dois grupos, da mesma forma que o teste de Student, mas sem a suposição de Gaussianidade, apresentando grande robustez a *outliers*. Este é um teste não paramétrico para duas populações com amostras independentes. No presente experimento, assumimos a independência entre as amostras, como uma aproximação, com base na condição de que cada combinação voluntário-sentença (amostra) é única (embora certamente esta seja uma condição fraca). O teste Mann-Whitney-Wilcoxon foi aplicado com nível de significância de 1% (*right-tailed*). A hipótese nula é que ambos os conjuntos de dados pertencem à mesma distribuição contínua com mediana igual.

Em teoria, o teste Wilcoxon signed-rank (teste não-paramétrico para observações pareadas) é mais apropriado para amostras dependentes. No entanto, o teste Wilcoxon signed-rank aplica-se a distribuições simétricas [133, 134]. A Figura 61 mostra claramente um alto nível de assimetria para todas as amostras de dados analisadas. De qualquer forma, o teste Wilcoxon signed-rank (*right-tailed*) foi aplicado para um

nível de significância de 1% com o intuito de confrontar os resultados obtidos para o teste de Mann-Whitney-Wilcoxon. A hipótese nula assume que a diferença entre pares segue uma distribuição simétrica em torno de zero.

Um método alternativo para medir a significância estatística de amostras emparelhadas quando a distribuição não é simétrica é o Teste de Sinal [132]. O teste de sinal é um teste não-paramétrico usado quando amostras dependentes são ordenadas em pares. Baseia-se na direção dos sinais positivos e negativos da observação, e não em sua magnitude numérica. O teste de sinal é considerado um teste fraco [135], pois avalia apenas os sinais em vez dos valores. A hipótese nula assume que os dados são independentes.

Os testes Mann-Whitney-Wilcoxon, Wilcoxon signed-rank e o teste de sinal mostraram que há diferença significativa entre os dois canceladores ($p < 0,001$), indicando que o sistema não-realimentado apresenta maior redução do efeito de oclusão que o sistema realimentado. Todos os testes foram aplicados para um nível de significância de 1% (*right-tailed*).

5.4.3.2 Avaliação subjetiva *online*

Devido à falta de simetria das distribuições (Figura 62) e das considerações acerca da independência dos dados os mesmos testes utilizados para a avaliação subjetiva *offline* foram utilizados.

Para a realização dos testes, foi assumida independência entre as amostras, com base na condição de que cada combinação voluntário-sentença (amostra) é única. Sob tal consideração, cada um dos três cenários⁵ de experimentos foi analisado em termos da hipótese nula (sem diferenças entre populações).

⁵Cenário 1: Comparação pareada do cancelador não-realimentado vs. cancelador desligado; Cenário 2: Comparação pareada do cancelador realimentado vs. cance-

Os resultados do teste Mann-Whitney-Wilcoxon revelaram redução significativa ($p < 0,001$) do efeito de oclusão, tanto do cancelador não-realimentado quanto do cancelador realimentado em relação ao caso em que o cancelador está desligado. Não foi encontrada diferença significativa em relação à satisfação subjetiva entre os dois canceladores ($p = 0,0446$).

Os testes Wilcoxon signed-rank e o teste de sinal sugerem, novamente, redução significativa ($p < 0,001$) do efeito de oclusão por ambos os canceladores (o realimentado e o não-realimentado). Não houve diferença significativa em relação à satisfação subjetiva entre os dois canceladores segundo os testes aplicados ($p = 0,1109$ e $p = 0,1107$).

5.4.3.3 Discussão

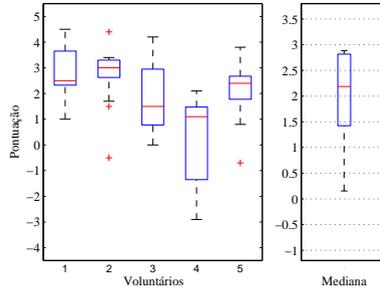
Devido às limitações dos três testes estatísticos referentes aos conjuntos de dados disponíveis, os resultados obtidos devem ser levados em consideração conjuntamente, já que os dados disponíveis não podem ser considerados completamente independentes nem simétricos.

5.5 CONCLUSÕES

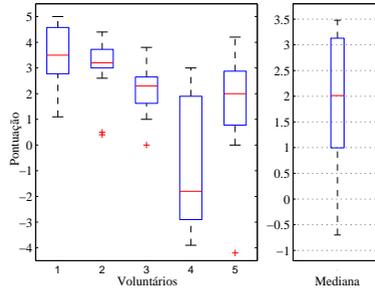
Nesse capítulo foi apresentada uma nova estrutura para a redução do efeito de oclusão em aparelhos auditivos sem duto de ventilação. Equações recursivas determinísticas para o comportamento médio dos coeficiente do filtro adaptativo e do erro quadrático médio foram obtidas a fim de estimar o desempenho do método, demonstrando concordância entre as curvas do modelo e simulações de Monte Carlo para o cancelador proposto. Os resultados de simulação computacional utilizando sinais artificiais indicaram não apenas a funcionalidade do sis-

lador desligado; Cenário 3: Comparação pareada do cancelador não-realimentado vs. cancelador realimentado;

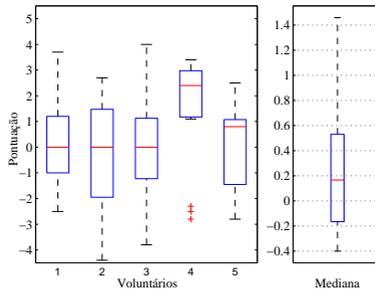
tema proposto como também um melhor desempenho em regime permanente em comparação ao cancelador realimentado já existente. Experimentos subjetivos revelaram que o cancelador proposto proporciona um aumento significativo na redução do efeito de oclusão resultando em uma sensação de “ouvido aberto”.



(a) *Boxplot* da avaliação subjetiva para os sistemas não-realimentado \times sistema desligado.



(b) *Boxplot* da avaliação subjetiva para os sistemas realimentado \times sistema desligado.



(c) *Boxplot* da avaliação subjetiva para os sistemas realimentado \times não-realimentado.

Figura 59 – *Boxplot* da avaliação subjetiva para os sistemas realimentado e não-realimentado.

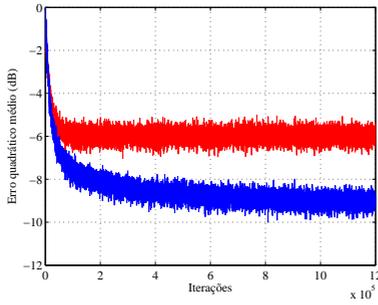
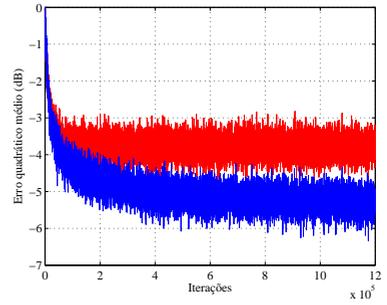
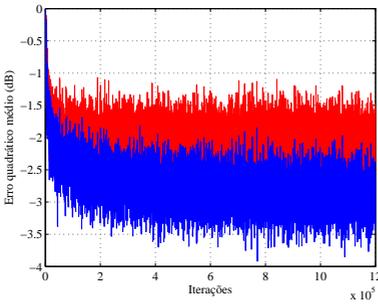
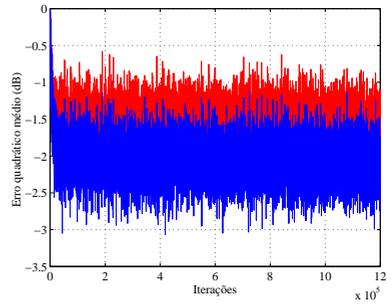
(a) $\Delta = 1$ (b) $\Delta = 5$ (c) $\Delta = 10$ (d) $\Delta = 15$

Figura 60 – Efeito do atraso Δ no desempenho dos canceladores realimentado (vermelho) e não-realimentado (azul).

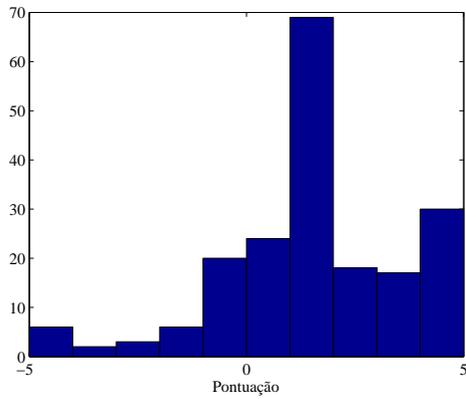
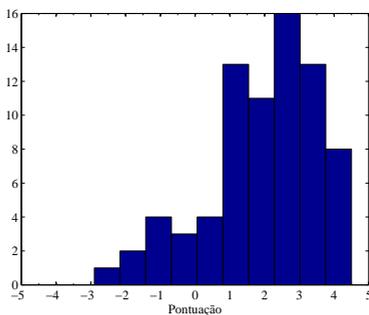
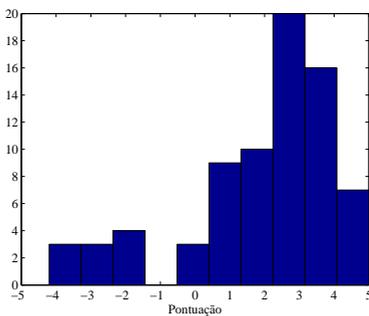


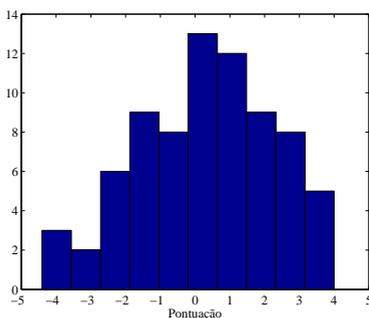
Figura 61 – Histograma da avaliação subjetiva para os sistemas realimentado \times não-realimentado, utilizando fones de ouvido.



(a) Histograma da avaliação subjetiva para os sistemas não-realimentado \times sistema desligado.



(b) Histograma da avaliação subjetiva para os sistemas realimentado \times sistema desligado.



(c) Histograma da avaliação subjetiva para os sistemas realimentado \times não-realimentado.

Figura 62 – Histogramas da avaliação subjetiva para os sistemas realimentado e não-realimentado.

6 CONCLUSÕES

Este trabalho apresenta um estudo sobre a redução do efeito de oclusão em aparelhos auditivos. Inicialmente foram estimadas as respostas impulsivas dos caminhos de realimentação e do sistema que gera o efeito de oclusão a partir de experimentos em um voluntário. Em sequência, um modelo teórico para a previsão do desempenho de um cancelador de realimentação foi expandido de forma a levar em consideração a existência do efeito de oclusão. Finalizando o trabalho, uma nova arquitetura adaptativa para redução do efeito de oclusão foi proposta. Modelos teóricos foram desenvolvidos para predição de seu desempenho em situações próximas das encontradas em aplicações reais e experimentos demonstraram sua viabilidade e desempenho. A seguir são apresentadas as principais conclusões do trabalho.

6.1 MEDIDAS DOS CAMINHOS DE REALIMENTAÇÃO E SISTEMA DE OCLUSÃO

Um método para medir as funções de transferência pareadas para o caminho de realimentação e do sistema de oclusão foi apresentado. Os resultados pareados, não apresentados na literatura antes, mostraram a dependência das respostas do caminho de realimentação e sistema de oclusão com o diâmetro de ventilação. Os resultados obtidos indicaram variações de potência de até 10 dB tanto para o caminho de realimentação quanto para o sistema de oclusão na gama de diâmetros de abertura de 0 a 3 mm. Estes resultados são importantes para possibilitar a avaliação de desempenho de canceladores de realimentação e oclusão em função de diferentes diâmetros de ventilação. Adicionalmente, os atrasos de um sistema de processamento digital de sinais e da propagação da fala ao longo do sistema fonador foram estimados.

6.2 INFLUÊNCIA DO EFEITO DE OCLUSÃO EM SISTEMAS DE CANCELAMENTO DE REALIMENTAÇÃO

Nesta etapa foi realizada a análise do comportamento médio dos coeficientes do filtro de cancelamento de realimentação para o algoritmo LMS, associado ao método de erro de predição, na presença do efeito de oclusão. A predição do comportamento do sistema de cancelamento de realimentação, obtida através dos modelos teóricos desenvolvidos, apresentou acurada concordância com simulações Monte Carlo. Nos resultados obtidos não foi verificada alteração substancial de desempenho do cancelador em função da presença do efeito de oclusão. Isso se deve ao fato de que as funções transferência do caminho de realimentação e do sistema que gera o efeito de oclusão são mutuamente exclusivas. Essa situação pode não ser verdadeira em outros tipos de aparelhos auditivos.

6.3 PROPOSTA DE UMA ESTRUTURA NÃO-REALIMENTADA PARA REDUÇÃO DO EFEITO DE OCLUSÃO

Foi apresentada uma nova estrutura de controlador adaptativo não-realimentado para redução do efeito oclusão em aparelhos auditivos sem duto de ventilação. Os resultados da simulação e curvas do modelo utilizando sinais artificiais mostraram não apenas a funcionalidade do sistema proposto como também um melhor desempenho em regime permanente em comparação a uma estrutura realimentada já existente. Experimentos subjetivos *offline* com fones de ouvido, e sem os atrasos associados ao sistema de processamento digital, mostraram que o sistema não-realimentado proporciona uma sensação de redução da oclusão significativamente maior do que o sistema realimentado. Os experimentos subjetivos realizados em tempo real através de um pro-

cessador digital de sinais resultaram no mesmo desempenho subjetivo em relação ao cancelamento da oclusão. Foi verificado que essa semelhança de desempenho decorre dos atrasos envolvidos na placa de processamento utilizada.

6.4 TRABALHOS PUBLICADOS

6.4.1 Periódicos

- Borges, Renata C., e Costa, Márcio H. “A feedforward Adaptive canceller to reduce the occlusion effect in hearing aids”. *Computers in Biology and Medicine*, vol. 79, p. 266-275, 2016.

6.4.2 Anais de Congressos

- Borges, Renata C. e Costa, Márcio H. “Uma comparação de desempenho entre sistemas de redução do efeito de oclusão em aparelhos auditivos”. *XXV Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica (CBEB)*, Foz do Iguaçu, 2016.
- Borges, Renata C. e Costa, Márcio H. “Análise de desempenho de um controlador adaptativo não-realimentado para a redução do efeito de oclusão em aparelhos auditivos”. *XXV Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica (CBEB)*, Foz do Iguaçu, 2016.
- Borges, Renata C. e Costa, Márcio H. “Influence of the occlusion effect over the prediction-error feedback cancellation system in hearing aids”. *37th IEE Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, Milan, 2015.
- Borges, Renata C. e Costa, Márcio H. “Um controlador adaptativo não-realimentado para a redução do efeito de oclusão em

aparelhos auditivos.” XXIV Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica (CBEB), Porto de Galinhas, 2014.

- Borges, Renata C., Costa, Márcio H., Naylor, Patrick A. e Ferreira, Alexandre “Impact of the vent size in the feedback-path and occlusion-effect in hearing aids.” *IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, Lausanne, 2014.

6.4.3 Prêmios

- Prêmio Cândido Pinto de Melo (1º lugar) - XXV Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, Sociedade Brasileira de Engenharia Biomédica, 2016. - “*Uma comparação de desempenho entre sistemas de redução do efeito de oclusão em aparelhos auditivos*”

APÊNDICE A – Determinação das correlações

Neste apêndice são determinadas as matrizes de correlação necessárias para o completo entendimento do modelo do comportamento médio dos coeficientes de $\mathbf{w}_1(n)$ e $\mathbf{q}(n)$ da Figura 31. O atraso D nas funções de correlação correspondem à soma dos atrasos Δ_G do aparelho auditivo e de compensação do caminho direto Δ .

A.1 DETERMINAÇÃO DE $\mathbf{R}_{u_q u_q}$, $\mathbf{R}_{o_q u_q}$, $\mathbf{r}_{b_q u_q}$

A matriz $\mathbf{R}_{u_q u_q}$ é definida como $\mathbf{R}_{u_q u_q} = E\{\mathbf{u}_q(n)\mathbf{u}_q^T(n)\}$. Seus elementos são então dados por:

$$\mathbf{R}_{u_q u_q(i,j)} = E\{u_q(n-i+1)u_q(n-j+1)\}, \quad \begin{array}{l} i=1,2,\dots,M \\ j=1,2,\dots,M \end{array} \quad (\text{A.1})$$

em que $\mathbf{A}_{(i,j)}$ indica o elemento de \mathbf{A} na i -ésima linha e j -ésima coluna. Como $u_q(n)$ representa $u(n)$ filtrado por $\mathbf{q}(n)$ tem-se:

$$u_q(n) = \sum_{i=1}^{K+1} q_i(n)u(n-j+1) \quad (\text{A.2})$$

em que $q_1(n) = 1$ e $q_{i>1}(n) = -p_{i-1}(n)$, pois $\mathbf{q}(n) = \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{p}(n) \end{bmatrix}$. Substituindo (A.2) em (A.1):

$$\mathbf{R}_{u_q u_q(i,j)} = E \left\{ \sum_{k=1}^{K+1} q_k(n)u(n-k-i+2) \sum_{l=1}^{K+1} q_l(n)u(n-l-j+2) \right\} \quad (\text{A.3})$$

Substituindo-se n por $n+k+i-2$, e considerando a adaptação lenta de $\mathbf{q}(n)$, em que $q(n+k+i-2) \simeq q(n)$, obtém-se

$$\mathbf{R}_{u_q u_q(i,j)} = \sum_{k=1}^{K+1} \sum_{l=1}^{K+1} E\{q_k(n)q_l(n)u(n)u(n-l-j+i+k)\} \quad (\text{A.4})$$

Desprezando-se a correlação entre $\mathbf{q}(n)$ e $u(n)$ e considerando estas variáveis conjuntamente gaussianas, tem-se $\mathbf{q}(n)$ e $u(n)$ independentes

[118]. Assim:

$$\mathbf{R}_{u_q u_q(i,j)} = \sum_{k=1}^{K+1} \sum_{l=1}^{K+1} E\{q_k(n)q_l(n)\}r_{uu}(l+j-i-k), \quad i=1,2,\dots,M$$

$$j=1,2,\dots,M$$

(A.5)

em que $r_{uu}(l) = E\{u(n)u(n-l)\}$. De forma semelhante são obtidas expressões para $\mathbf{R}_{o_q u_q}$ e $\mathbf{r}_{b_q u_q}$

$$\mathbf{R}_{o_q u_q(i,j)} = \sum_{k=1}^{K+1} \sum_{l=1}^{K+1} E\{q_k(n)q_l(n)\}r_{ou}(l+j-i-k), \quad i=1,2,\dots,M$$

$$j=1,2,\dots,M$$

$$\mathbf{r}_{b_q u_q(i)} = \sum_{k=1}^{K+1} \sum_{l=1}^{K+1} E\{q_k(n)q_l(n)\}r_{bu}(l+i-k-1), \quad i=1,2,\dots,M$$

(A.6)

Fazendo a substituição de (2.16) em (A.6), tem-se que:

$$\mathbf{r}_{v_q u_q(i)} = \sum_{k=1}^{K+1} \sum_{l=1}^{K+1} E\{q_k(n)q_l(n)\}r_{vu}(l+i-k-1-\delta), \quad i=1,2,\dots,M$$

$$\mathbf{r}_{x_q u_q(i)} = \sum_{k=1}^{K+1} \sum_{l=1}^{K+1} E\{q_k(n)q_l(n)\}r_{xu}(l+i-k-1), \quad i=1,2,\dots,M$$

$$\mathbf{r}_{z_q u_q(i)} = \sum_{k=1}^{K+1} \sum_{l=1}^{K+1} E\{q_k(n)q_l(n)\}r_{zu}(l+i-k-1), \quad i=1,2,\dots,M$$

(A.7)

Expressões para $\mathbf{r}_{ou}(l)$, $r_{uu}(l)$, $r_{bu}(l)$ e as devidas expansões $\mathbf{r}_{vu}(l)$, $\mathbf{r}_{xu}(l)$ e $\mathbf{r}_{zu}(l)$, apresentadas em (A.7), são derivadas na seção A.3.

A.2 DETERMINAÇÃO DE $\mathbf{R}_{e_f e_f}$, $\mathbf{R}_{e_f b}$, $\mathbf{R}_{e_f o}$ E $\mathbf{R}_{e_f u}$

A matriz de correlação $\mathbf{R}_{e_f e_f}$ é definida como $\mathbf{R}_{e_f e_f} = E\{\mathbf{e}_f(n-1)\mathbf{e}_f^T(n-1)\}$. Os elementos são dados por:

$$\mathbf{R}_{e_f e_f(i,j)} = E\{e_f(n-i)e_f(n-j)\}, \quad \begin{array}{l} i=1,2,\dots,K \\ j=1,2,\dots,K \end{array} \quad (\text{A.8})$$

Substituindo-se n por $n+i$ tem-se:

$$\mathbf{R}_{e_f e_f(i,j)} = r_{e_f e_f}(j-i), \quad \begin{array}{l} i=1,2,\dots,K \\ j=1,2,\dots,K \end{array} \quad (\text{A.9})$$

em que $r_{e_f e_f}(l) = E\{e_f(n)e_f(n-l)\}$.

De forma similar são obtidas expressões para os elementos de $\mathbf{R}_{e_f b}$, $\mathbf{R}_{e_f o}$ e $\mathbf{R}_{e_f u}$. Dado que:

$$\mathbf{R}_{e_f b} = E\{\mathbf{e}_f(n-1)\mathbf{b}^T(n-1)\}$$

$$\mathbf{R}_{e_f o} = E\{\mathbf{e}_f(n-1)\mathbf{o}^T(n)\}$$

$$\mathbf{R}_{e_f u} = E\{\mathbf{e}_f(n-1)\mathbf{u}^T(n)\}$$

então:

$$\mathbf{R}_{e_f b(i,j)} = r_{e_f b}(j-i), \quad \begin{array}{l} i=1,2,\dots,K \\ j=1,2,\dots,K \end{array} \quad (\text{A.10})$$

$$\mathbf{R}_{e_f o(i,j)} = r_{e_f o}(j-i-1), \quad \begin{array}{l} i=1,2,\dots,K \\ j=1,2,\dots,K \end{array} \quad (\text{A.11})$$

$$\mathbf{R}_{e_f u(i,j)} = r_{e_f u}(j-i-1), \quad \begin{array}{l} i=1,2,\dots,K \\ j=1,2,\dots,M \end{array} \quad (\text{A.12})$$

em que $r_{b e_f}(l) = E\{v(n-\delta)e_f(n-l)\} + E\{x(n)e_f(n-l)\} + E\{z(n)e_f(n-l)\}$, $r_{o e_f}(l) = E\{o(n)e_f(n-l)\}$ e $r_{e_f u}(l) = E\{e_f(n)u(n-l)\}$. Expressões para $r_{e_f e_f}(l)$, $r_{e_f u}(l)$, $r_{b e_f}(l)$ e $r_{o e_f}(l)$ são derivadas na próximas seções.

A.3 DETERMINAÇÃO DE $r_{bu}(l)$, $r_{ou}(l)$, $r_{efu}(l)$ E $r_{uu}(l)$

O sinal $u(n)$ pode ser expresso por:

$$u(n) = Ge_f(n - D) \quad (\text{A.13})$$

Substituindo-se n por $n - l$:

$$u(n - l) = Ge_f(n - l - D) \quad (\text{A.14})$$

Multiplicando-se ambos os lados da equação por $b(n)$, $o(n)$ e $e_f(n)$, respectivamente, e em seguida aplicando-se o operador esperança, obtém-se:

$$\begin{aligned} E\{b(n)u(n - l)\} &= GE\{e_f(n - l - D)b(n)\} \\ r_{bu}(l) &= Gr_{e_fb}(l + D) \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

$$\begin{aligned} E\{e_f(n)u(n - l)\} &= Ge\{e_f(n - l - D)e_f(n)\} \\ r_{efu}(l) &= Gr_{e_fe_f}(l + D) \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

$$\begin{aligned} E\{o(n)u(n - l)\} &= GE\{e_f(n - l - D)o(n)\} \\ r_{ou}(l) &= Gr_{e_fo}(l + D) \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

De forma análoga, multiplicando-se (A.14) por (A.13) e em seguida aplicando o operador esperança, obtém-se:

$$\begin{aligned} E\{u(n)u(n - l)\} &= G^2E\{e_f(n - l - D)e_f(n - D - l)\} \\ r_{uu}(l) &= G^2r_{e_fe_f}(l) \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

Fazendo a expansão de (A.15) pela substituição da equação (2.16):

$$\begin{aligned} E\{v(n)u(n - l)\} &= GE\{e_f(n - l - D)v(n - \delta)\} \\ r_{vu}(l) &= Gr_{e_fv}(l + D - \delta) \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

$$\begin{aligned} E\{x(n)u(n - l)\} &= GE\{e_f(n - l - D)x(n)\} \\ r_{xu}(l) &= Gr_{e_fx}(l + D) \end{aligned} \quad (\text{A.20})$$

$$\begin{aligned} E\{z(n)u(n-l)\} &= GE\{e_f(n-l-D)z(n)\} \\ r_{zu}(l) &= Gr_{e_fz}(l+D) \end{aligned} \quad (\text{A.21})$$

As correlações em questão são determinadas nas seções A.4 e A.5.

A.4 CÁLCULO DE $\mathbf{r}_{e_f e_f}(l)$

O sinal de erro $e_f(n)$ na Figura 31, assumindo estacionaridade dos sinais, pode ser descrito na forma recursiva por:

$$e_f(n) = b(n) + \mathbf{o}^T(n)\mathbf{w}_f + G\mathbf{e}_f^T(n-D)[\mathbf{w}_f - \mathbf{w}_c] \quad (\text{A.22})$$

em que $\mathbf{e}_f(n-D) = [e_f(n-D), e_f(n-D-1), \dots, e_f(n-D-M+1)]^T$ e $\mathbf{w}_f - \mathbf{w}_c = \mathbf{w}$. Multiplicando-se ambos os lados da equação (A.22) por $e_f(n-l)$ e aplicando-se o operador esperança, a equação resultante é dada por:

$$\begin{aligned} E\{e_f(n-l)e_f(n)\} &= E\{e_f(n-l)b(n)\} \\ &\quad + E\{e_f(n-l)\mathbf{o}^T(n)\}\mathbf{w}_f \\ &\quad + GE\{e_f(n-l)\mathbf{e}_f^T(n-D)\}\mathbf{w} \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

$$r_{e_f e_f}(l) = r_{e_f b}(l) + \mathbf{r}_{e_f o}^T(l)\mathbf{w}_f + G\mathbf{r}_{e_f e_f}^T(l-D)\mathbf{w}$$

sendo $r_{e_f b}(l) = E\{b(n)e_f(n-l)\}$, $\mathbf{r}_{e_f o}(l) = E\{e_f(n-l)\mathbf{o}^T(n)\}$, $E\{e_f(n-l)\mathbf{e}_f^T(n-D)\} = [r_{e_f e_f}(l-D), r_{e_f e_f}(l-D-1), \dots, r_{e_f e_f}(l-D-M+1)]^T$. Para $l=0$ tem-se que $r_{e_f e_f}(0)$ é função de $r_{e_f e_f}(-D)$, $r_{e_f e_f}(-D-1)$, \dots , $r_{e_f e_f}(-D-M-1)$. Como $e_f(n)$ é um sinal real, $r_{e_f e_f}(-l) = r_{e_f e_f}(l)$ [84], e pela equação (A.23) $r_{e_f e_f}(-D-M+1)$ é função de $r_{e_f e_f}(0)$, $r_{e_f e_f}(1)$, \dots , $r_{e_f e_f}(M-1)$. Assim, para $l=0, 1, \dots, D+M-1$, chega-se na equação matricial:

$$\mathbf{r}_{e_f e_f}(l) = \mathbf{r}_{e_f b}(l) + \mathbf{R}_{e_f o}^T(l)\mathbf{w}_f + G\mathbf{\Gamma}'_w \mathbf{r}'_{e_f e_f}(l) \quad (\text{A.24})$$

$$\mathbf{r}_{e_f e_f}(l) = \begin{bmatrix} r_{e_f e_f}(0) \\ \vdots \\ r_{e_f e_f}(D-1) \\ r_{e_f e_f}(D) \\ r_{e_f e_f}(D+1) \\ r_{e_f e_f}(D+2) \\ \vdots \\ r_{e_f e_f}(M+D-3) \\ r_{e_f e_f}(M+D-2) \\ r_{e_f e_f}(M+D-1) \end{bmatrix} \quad (\text{A.28})$$

A equação matricial resultante é tal que:

$$\mathbf{r}_{e_f e_f}(l) = \mathbf{r}_{e_f b}(l) + \mathbf{R}_{e_f o}^T(l) \mathbf{w}_f + G \mathbf{\Gamma}_w \mathbf{r}_{e_f e_f}(l) \quad (\text{A.29})$$

e pode ser resolvida calculando-se $[G \mathbf{\Gamma}_w + I]^{-1}$:

$$\mathbf{r}_{e_f e_f}(l) = [I - G \mathbf{\Gamma}_w]^{-1} [\mathbf{r}_{e_f b}(l) + \mathbf{R}_{e_f o}^T(l) \mathbf{w}_f] \quad (\text{A.30})$$

A.5 DETERMINAÇÃO DE $r_{e_f b}(l)$

A correlação cruzada $b(n)$ e $e_f(n)$ pode ser avaliada por meio da transformada Z inversa da densidade espectral complexa $R_{e_f b}(z)$ [136]:

$$r_{e_f b} = \frac{1}{2\pi j} \oint_C R_{e_f b}(z) z^{l-1} dz \quad (\text{A.31})$$

sendo C o contorno fechado no sentido anti-horário na região de convergência $R_{e_f b}(z)$ centrado na origem do plano Z .

Define-se $H_{e_f b}(z)$ como a função de transferência de $b(n)$ para $e_f(n)$ calculada pela transformada Z da equação (A.22), em que $b(n)$ é dado pela equação (2.16):

$$E_f(z) [1 - G \boldsymbol{\psi}_M^T(z^{-1}) \mathbf{w}] = V(z) [1 + \mathbf{w}_f^T \boldsymbol{\psi}_M(z^{-1}) \boldsymbol{\psi}_N^T(z-1) \mathbf{w}_o] + X(z) + Z(z)$$

A função de transferência $H_{e_f b}(z)$ é dada pela combinação linear das funções de transferências de cada uma das entradas ($V(z)$, $X(z)$ e

$Z(z)$):

$$H_{e_f b}(z) = \frac{E_f(z)}{V(z), X(z), Z(z)} = \frac{1 + \mathbf{w}_f^T \boldsymbol{\psi}_M(z^{-1}) \boldsymbol{\psi}_N^T(z^{-1}) \mathbf{w}_o}{1 - Gz^{-D} \boldsymbol{\psi}_M(z^{-1}) \mathbf{w}} + \frac{1}{1 - Gz^{-D} \boldsymbol{\psi}_M(z^{-1}) \mathbf{w}} + \frac{1}{1 - Gz^{-D} \boldsymbol{\psi}_M(z^{-1}) \mathbf{w}} \quad (\text{A.32})$$

para $\boldsymbol{\psi}_M(z^{-1}) = [1, z^{-1}, z^{-2}, \dots, z^{-M+1}]^T$ e $\boldsymbol{\psi}_N(z^{-1}) = [1, z^{-1}, z^{-2}, \dots, z^{-N+1}]^T$. Assim, a densidade espectral complexa $R_{e_1 b}(z)$ pode ser expressa por [137]:

$$R_{e_f b}(z) = H_{e_f}^*(1/z^*) R_b(z) \quad (\text{A.33})$$

em que $R_b(z)$ é a transformada Z da função de autocorrelação $r_b(l)$. O sinal de entrada $b(n)$ foi modelado pelo ruído branco $\beta(n)$ filtrado pelo processo autorregressivo H com função de transferência $H(z)$. Desta forma $R_b(z)$ pode ser escrita como:

$$R_b(z) = H(z) H^*(1/z^*) R_\beta(z) \quad (\text{A.34})$$

em que $R_\beta(z)$ é a transformada Z de $r_\beta(l)$. Para $\beta(n) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\beta^2)$, tem-se que $r_\beta(l) = \sigma_\beta^2 \delta(l)$ e assim $R_\beta(z) = \sigma_\beta^2$. Com isto, substituindo (A.34) em (A.33) tem-se:

$$R_{e_f b}(z) = H_{e_f}^*(1/z^*) H(z) H^*(1/z^*) \sigma_\beta^2 \quad (\text{A.35})$$

Expressando $H(z)$ em função de seus polos:

$$H(z) = \frac{1}{\prod_{i=1}^L (1 + a_i z^{-1})} = \frac{z^L}{\prod_{i=1}^L (z + a_i)} \quad (\text{A.36})$$

e substituindo esta equação e (A.35) em (A.32):

$$R_{e_f b}(z) = \frac{\sigma_\beta^2 z^L}{\prod_{i=1}^L (z + a_i) \prod_{i=1}^L (1 + a_i z)} \times \left[\frac{1 + \mathbf{w}_f^T \boldsymbol{\psi}_M(z) \boldsymbol{\psi}_N^T(z) \mathbf{w}_o}{1 - Gz^D \boldsymbol{\psi}_M^T(z) \mathbf{w}} + \frac{1}{1 - Gz^D \boldsymbol{\psi}_M^T(z) \mathbf{w}} + \frac{1}{1 - Gz^D \boldsymbol{\psi}_M^T(z) \mathbf{w}} \right] \quad (\text{A.37})$$

Retomando a integral de linha dada na equação (A.31), esta pode

ser calculada usando o teorema dos resíduos de Cauchy [138]:

$$r_{e_f b}(l) = \sum [\text{Resíduos de } R_{e_f b}(z)z^{l-1} \text{ nos polos envolvidos por } C] \quad (\text{A.38})$$

Para $H_{e_f}(z)$ e $H(z)$ estáveis, todos os polos de $H_{e_f}^*(1/z^*)$ e $H^*(1/z^*)$ encontram-se fora do círculo unitário. Considerando então o contorno C do teorema como sendo o círculo unitário, encontram-se envolvidos os polos de $H(z)$ e caso $l < 1 - L$, também os polos de z^{L+l-1} . Pela equação (A.10), o valor mínimo assumido pelo argumento de $r_{e_f b}(l)$ é $1 - L$, então o somatório dos resíduos é realizado apenas sobre os polos de $H(z)$.

Para $f_b(z) = R_{e_f b}(z)z^{l-1}$, o resíduo em um pólo simples p_0 pode ser calculado por $\lim_{z \rightarrow p_0} (z - p_0)f_b(z)$ [139]. Para um dado pólo $-a_k$, ψ_M e ψ_N podem ser escritos como:

$$\begin{aligned} \psi_M(-a_k) &= [1, (-a_k), (-a_k)^2, \dots, (-a_k)^{M-1}] \\ \psi_N(-a_k) &= [1, (-a_k), (-a_k)^2, \dots, (-a_k)^{N-1}] \end{aligned} \quad (\text{A.39})$$

Assim, pelas equações (A.37), (A.38) e (A.39) tem-se que:

$$\begin{aligned} r_{e_f b}(l) &= \sum_{k=1}^L \frac{\sigma_\beta^2 (-a_k)^{l-1} (-a_k)^L}{\prod_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^L (a_i - a_k) \prod_{i=1}^L (1 - a_i a_k)} \\ &\times \left[\frac{1 + \mathbf{w}_f^T \psi_M(-a_k) \psi_N^T(-a_k) \mathbf{w}_o}{1 - G(-a_k)^D \psi_M^T(-a_k) \mathbf{w}} \right. \\ &+ \frac{1}{1 - G(-a_k)^D \psi_M^T(-a_k) \mathbf{w}} \\ &\left. + \frac{1}{1 - G(-a_k)^D \psi_M^T(-a_k) \mathbf{w}} \right], l \geq 1 - L \end{aligned} \quad (\text{A.40})$$

e

$$\begin{aligned}
r_{e_f b}(l) = & \sum_{k=1}^L \frac{\sigma_\beta^2 (-a_k)^L}{(-a_k)^{l+1} \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^L (a_i - a_k) \prod_{i=1}^L (1 - a_i a_k)} \\
& \times \left[\frac{1 + \mathbf{w}_f^T \boldsymbol{\psi}_M(-a_k) \boldsymbol{\psi}_N^T(-a_k) \mathbf{w}_o}{1 - G(-a_k)^D \boldsymbol{\psi}_M^T(-a_k) \mathbf{w}} \right. \\
& + \frac{1}{1 - G(-a_k)^D \boldsymbol{\psi}_M^T(-a_k) \mathbf{w}} \\
& \left. + \frac{1}{1 - G(-a_k)^D \boldsymbol{\psi}_M^T(-a_k) \mathbf{w}} \right], l < 1 - L
\end{aligned} \tag{A.41}$$

A.6 DETERMINAÇÃO DE $r_{e_f o}(l)$

Sabendo que $o(n) = \mathbf{v}^T \mathbf{w}_o$, então:

$$\begin{aligned}
r_{e_f o}(l) &= E\{e_f(n-l)o(n)\} \\
r_{e_f v}(l) &= E\{e_f(n-l)\mathbf{v}^T(n)\} \mathbf{w}_o
\end{aligned} \tag{A.42}$$

Definindo $H_{e_f v}$ como a função de transferência de $v(n)$ para $e_f(n)$, em que:

$$E_f(z)[1 - G\boldsymbol{\psi}_M^T(z^{-1})\mathbf{w}] = V(z)[1 + \mathbf{w}_f^T \boldsymbol{\psi}_M(z^{-1})\boldsymbol{\psi}_N^T(z^{-1})\mathbf{w}_o]$$

dessa maneira:

$$H_{e_f b}(z) = \frac{E_f(z)}{V(z)} = \frac{1 + \mathbf{w}_f^T \boldsymbol{\psi}_M(z^{-1})\boldsymbol{\psi}_N^T(z^{-1})\mathbf{w}_o}{1 - Gz^{-D}\boldsymbol{\psi}_M(z^{-1})\mathbf{w}} \tag{A.43}$$

para $\boldsymbol{\psi}_M(z^{-1}) = [1, z^{-1}, z^{-2}, \dots, z^{-M+1}]^T$ e $\boldsymbol{\psi}_N(z^{-1}) = [1, z^{-1}, z^{-2}, \dots, z^{-N+1}]^T$. Assim, a densidade espectral complexa $R_{e_1 v}(z)$ pode ser expressa por [137]:

$$R_{e_f v}(z) = H_{e_f}^*(1/z^*)R_v(z) \tag{A.44}$$

em que $R_v(z)$ é a transformada Z da função de autocorrelação $r_v(l)$. O sinal de entrada $v(n)$ foi modelado pelo ruído branco $\nu(n)$ filtrado pelo processo autorregressivo H_1 com função de transferência $H_1(z)$.

Desta forma $R_\nu(z)$ pode ser escrita como:

$$R_\nu(z) = H(z)H^*(1/z^*)R_\nu(z) \quad (\text{A.45})$$

em que $R_\nu(z)$ é a transformada Z de $r_\nu(l)$. Para $\nu(n) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\nu^2)$, tem-se que $r_\nu(l) = \sigma_\nu^2 \delta(l)$ e assim $R_\nu(z) = \sigma_\nu^2$. Com isto, substituindo (A.45) em (A.44) tem-se:

$$R_{e_f v}(z) = H_{e_f}^*(1/z^*)H_1(z)H_1^*(1/z^*)\sigma_\nu^2 \quad (\text{A.46})$$

Expressando $H_1(z)$ em função de seus polos:

$$H_1(z) = \frac{1}{\prod_{i=1}^L (1 + a_i z^{-1})} = \frac{z^L}{\prod_{i=1}^L (z + a_i)} \quad (\text{A.47})$$

e substituindo esta equação e (A.46) em (A.43):

$$R_{e_f v}(z) = \frac{\sigma_\beta^2 z^L}{\prod_{i=1}^L (z + a_i) \prod_{i=1}^L (1 + a_i z)} \times \left[\frac{1 + \mathbf{w}_f^T \boldsymbol{\psi}_M(z) \boldsymbol{\psi}_N^T(z) \mathbf{w}_o}{1 - G z^D \boldsymbol{\psi}_M^T(z) \mathbf{w}} \right] \quad (\text{A.48})$$

Utilizando o teorema dos resíduos e seguindo conforme feito em A.5, chega-se à seguinte equação:

$$r_{e_f v}(l) = \sum_{k=1}^L \frac{\sigma_\beta^2 (-a_k)^{l-1} (-a_k)^L}{\prod_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^L (a_i - a_k) \prod_{i=1}^L (1 - a_i a_k)} \times \left[\frac{1 + \mathbf{w}_f^T \boldsymbol{\psi}_M(-a_k) \boldsymbol{\psi}_N^T(-a_k) \mathbf{w}_o}{1 - G (-a_k)^D \boldsymbol{\psi}_M^T(-a_k) \mathbf{w}} \right], \quad l \geq 1 - L \quad (\text{A.49})$$

e

$$r_{e_f v}(l) = \sum_{k=1}^L \frac{\sigma_\beta^2 (-a_k)^L}{(-a_k)^{l+1} \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^L (a_i - a_k) \prod_{i=1}^L (1 - a_i a_k)} \times \left[\frac{1 + \mathbf{w}_f^T \boldsymbol{\psi}_M(-a_k) \boldsymbol{\psi}_N^T(-a_k) \mathbf{w}_o}{1 - G (-a_k)^D \boldsymbol{\psi}_M^T(-a_k) \mathbf{w}} \right], \quad l < 1 - L \quad (\text{A.50})$$

Assim,

$$r_{e_f o}(l) = \mathbf{r}_{e_f v}^T(l) \mathbf{w}_o \quad (\text{A.51})$$

APÊNDICE B - Determinação de σ_{β}^2

A equação matricial resultante é tal que:

$$\mathbf{r}_b = \mathbf{r}_{\beta b} - \mathbf{\Gamma}_h \mathbf{r}_b \quad (\text{B.6})$$

e pode ser resolvida calculando-se $[\mathbf{\Gamma}_h + I]^{-1}$:

$$\mathbf{r}_h = [\mathbf{\Gamma}_h + I]^{-1} \mathbf{r}_{\beta b} \quad (\text{B.7})$$

O primeiro elemento do vetor \mathbf{r}_h pode ser calculado multiplicando-se ambos os lados da equação (B.1) por $\beta(n)$ e aplicando-se a esperança:

$$r_{\beta b} = \sigma_\beta^2 - E\{\beta(n)\mathbf{b}(n-1)\}\mathbf{h}_L \quad (\text{B.8})$$

considerando-se $\beta(n)$ como sendo um sinal de média zero. Como $\beta(n)$ é independente de $b(n-l)$ para $l \geq 1$, o segundo termo do lado direito da equação é nulo. Da mesma forma todos os outros elementos do vetor $\mathbf{r}_{\beta b}$ também são nulos e $\mathbf{r}_{\beta b} = [\sigma_\beta^2, 0, \dots, 0]^T$. Retomando-se a equação (B.7), nota-se que $r_b(0) = \sigma_\beta^2$ é dado pelo elemento (1,1) da matriz $[\mathbf{\Gamma}_h + I]^{-1}$ multiplicado por σ_β^2 . Tem-se então:

$$\sigma_\beta^2 = \frac{\sigma_b^2}{a_{11}}, \quad a_{11} = \{[\mathbf{\Gamma}_h + I]^{-1}\}_{11} \quad (\text{B.9})$$

APÊNDICE C – Determinação de R_{vv}

Neste apêndice será determinada a função de autocorrelação r_{vv} . A transformada z de $v(n)$ é dada por:

$$H_v(z) = \frac{1}{h_1[1] + h_1[1]z^{-1} + \dots + h_1[L]z^{-L}} \quad (\text{C.1})$$

em que $H_v(z) = V(z)/\nu$. Alternativamente, $H_v(z)$ pode ser escrita como:

$$H_v(z) = \frac{1}{(1 - p[1]z^{-1}) \dots (1 - p[L]z^{-1})} \quad (\text{C.2})$$

sendo p os polos de $H_v(z)$. Para um processo AR com coeficientes reais, a densidade espectral de potência de $v(n)$ é dada por:

$$P_v(z) = H_v(z)H(-z)P_\nu(z) \quad (\text{C.3})$$

em que $P_v(z)$ e $P_\nu(z)$ são as densidades espectrais de potência de $v(n)$ e $\nu(n)$, respectivamente. Sabendo que $\nu(n)$ é um ruído branco Gaussiano de média zero, tem-se que $P_\nu = \sigma_\nu^2$. Finalmente, utilizando o teorema dos resíduos [138] para obter-se a transformada z inversa de $P_v(z)$, temos:

$$r_{vv}(i) = \sum \text{res}(P_v(z), p(i))p(i)^c \quad (\text{C.4})$$

em que $\text{res}(P_v(z), p(i)) = \lim_{z \rightarrow p(i)} P_v(z)(1 - p(i)z^{-1})$

Para R_{vv} o valor de c a ser calculado em C.4 deve ser de $0, 1, \dots, N$. A partir do vetor r_{vv} obtido pode-se obter a matriz *toeplitz* R_{vv} . A partir de C.4 ainda pode-se obter a matriz $R_{v_{\Delta v}}$. Para tal, serão calculados os vetores r_{vv} para os limites de c referentes à $-N : \Delta$ e $\Delta : N + \Delta$. A matriz $R_{v_{\Delta v}}$ é então obtida fazendo-se o *toeplitz* dos dois vetores resultantes.

APÊNDICE D – TCLE

Neste apêndice são apresentados os Termos de Consentimento Livre e Esclarecido (TCLE) das avaliações subjetivas apresentadas aos voluntários do teste para que tomassem conhecimento dos experimentos a que seriam submetidos.



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 Doutorado 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 e Eletrônica 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 e comparação de sistemas de redução do efeito de oclusão em aparelhos auditivos”. O objetivo é avaliar a qualidade do som produzido por dois métodos para redução do efeito de oclusão 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 experimento será necessária a fabricação de um molde personalizado por um profissional da área. Este molde é acoplado a um protótipo de aparelho auditivo do tipo BTE (*behind the ear*), onde existe um alto-falante que reproduzirá o som externo e um microfone para capturar o som ambiente. Dentro do molde existe um microfone que permite verificar a intensidade sonora dentro da cavidade auditiva. O volume do som do alto-falante é controlado para evitar qualquer desconforto por parte do voluntário. O teste inicia com o voluntário realizando a leitura de uma frase e ouvindo o som de sua própria voz. O procedimento será repetido diversas vezes, para as sentenças selecionadas, e ao final de cada leitura o voluntário será questionado sobre a qualidade de sua voz e do som ambiente. A

qualquer momento o voluntário poderá desligar o sistema ou retirar o molde, se desejar. O processo todo não deverá demorar mais de quarenta minutos.

Tal tema é importante, pois com base nos resultados será possível aperfeiçoar as técnicas de redução 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.

CONSENTIMENTO PÓS-INFORMADO

EU _____, portador do RG _____ e CPF _____, concordo em participar do trabalho “Avaliação e comparação de sistemas de redução 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 2014.

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.



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 Doutorado 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 e Eletrônica 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 objetivo é avaliar a qualidade do som produzido por dois métodos para redução do efeito de oclusão 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 experimento será necessária o uso de um fone de ouvido. O voluntário irá ouvir 15 pares de sentenças e marcar sua percepção auditiva na escala de avaliação.

Tal tema é importante, pois com base nos resultados será possível aperfeiçoar as técnicas de redução 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.

CONSENTIMENTO PÓS-INFORMADO

EU _____, portador do RG _____ e CPF _____, concordo em participar do trabalho “Avaliação e comparação de sistemas de redução 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 2016.

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.

**APÊNDICE E – Aprovação do projeto pelo comitê de ética
para pesquisas em seres humanos**

O projeto enviado ao Comitê de Ética foi devidamente aprovado, e o parecer é apresentado neste apêndice.



PARECER CONSUBSTANCIADO DO CEP

DADOS DO PROJETO DE PESQUISA

Título da Pesquisa: Avaliação e comparação de sistemas de redução do efeito de oclusão em aparelhos auditivos

Pesquisador: MÁRCIO HOLSBAACH COSTA

Área Temática:

Versão: 1

CAAE: 35299914.5.0000.5355

Instituição Proponente: UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

Patrocinador Principal: Financiamento Próprio

DADOS DO PARECER

Número do Parecer: 818.188

Data da Relatoria: 03/10/2014

Apresentação do Projeto:

Trata-se de uma pesquisa para se verificar o desempenho e comparação de uma nova técnica de cancelamento do efeito de oclusão para utilização em aparelhos auditivos.

Objetivo da Pesquisa:

Hipótese:

Sistemas de cancelamento do efeito de oclusão de baixo custo computacional, baseados no controle adaptativo, podem ser projetados para que haja redução na banda de predominância do efeito de oclusão, resultando em incremento no conforto acústico para o usuário de aparelho auditivo.

Objetivo Primário: Avaliar e comparar o desempenho de uma nova técnica de cancelamento do efeito de oclusão.

Avaliação dos Riscos e Benefícios:

Riscos:

Não há riscos.

Benefícios:

Verificação e comparação do desempenho de uma nova técnica de cancelamento do efeito de oclusão que poderá ser utilizada em aparelhos auditivos digitais.

Endereço: Rodovia Admar Gonzaga,655 - SC 404

Bairro: Itacorubi

CEP: 88.034-000

UF: SC

Município: FLORIANOPOLIS

Telefone: (48)3331-1502

Fax: (48)3331-1502

E-mail: cep@cepon.org.br



Continuação do Parecer: 818.188

Comentários e Considerações sobre a Pesquisa:

O projeto possui caráter científico e tecnológico inovador, caracterizado pela aplicação de técnicas adaptativas de diminuição da oclusão causada por aparelhos auditivos. A metodologia apresenta-se bem detalhada e condizente com os resultados e impactos esperados. O projeto atende aos critérios de ética em pesquisa com seres humanos constantes na resolução 466/12.

Considerações sobre os Termos de apresentação obrigatória:

TCLE: Não há informações de contato com o pesquisador principal, apenas um endereço genérico no cabeçalho do documento. O telefone informado é o do laboratório de pesquisas (LPDS-EEL-CTC-UFSC), que só atende em horário comercial. Ao final do TCLE consta que ele foi elaborado "com base na Res. CNS 196/96".

Recomendações:

Não há recomendações que justifiquem atraso na execução do projeto.

Deve-se apenas atentar para a correção das inadequações apontadas nas considerações acima.

Conclusões ou Pendências e Lista de Inadequações:

Adequar o TCLE à Res. CNS 466/12.

Situação do Parecer:

Aprovado

Necessita Apreciação da CONEP:

Não

Considerações Finais a critério do CEP:

Qualquer alteração ao projeto atual deve ser imediatamente comunicada ao CEP para a devida análise e aprovação. Relatórios semestrais da pesquisa devem ser encaminhados ao CEP.

FLORIANOPOLIS, 03 de Outubro de 2014

Assinado por:
Luiz Roberto Medina dos Santos
(Coordenador)

Endereço: Rodovia Admar Gonzaga,655 - SC 404
Bairro: Itacorubi **CEP:** 88.034-000
UF: SC **Município:** FLORIANOPOLIS
Telefone: (48)3331-1502 **Fax:** (48)3331-1502 **E-mail:** cep@cepon.org.br

REFERÊNCIAS

- [1] ANSI, A. American national standard specification for audiometers (ANSI S3.6). *American National Standards Institute, American National Standards Institute*, 1989.
- [2] DILLON, H. *Hearing aids*. [S.l.]: Thieme, 2001.
- [3] MEJIA, J.; DILLON, H.; FISHER, M. Active cancellation of occlusion: An electronic vent for hearing aids and hearing protectors. *The Journal of the Acoustical Society of America*, v. 124, p. 235, 2008.
- [4] VALENTE, M. *Hearing aids: Standards, options, and limitations*. [S.l.]: Thieme, 2002.
- [5] WHEATSTONE, C. Experiments on audition. *The Quarterly Journal of Science, Literature and Art*, v. 24, p. 67–72, 1827.
- [6] ZWISLOCKI, J. Acoustic attenuation between the ears. *The Journal of the Acoustical Society of America*, Acoustical Society of America, v. 25, n. 4, p. 752–759, 1953.
- [7] HÄNSLER, E.; SCHMIDT, G. *Topics in Acoustic Echo and Noise Control: Selected Methods for the Cancellation of Acoustical Echoes, the Reduction of Background Noise, and Speech Processing*. [S.l.]: Springer, 2006.
- [8] BENESTY, J.; SONDHI, M. M.; HUANG, Y. *Springer handbook of speech processing*. [S.l.]: Springer, 2008.
- [9] SPRIET, A. et al. Adaptive feedback cancellation in hearing aids with linear prediction of the desired signal. *IEEE Transactions on Signal Processing*, IEEE, v. 53, n. 10, p. 3749–3763, 2005.
- [10] MBOUP, M.; BONNET, M.; BERSHAD, N. LMS coupled adaptive prediction and system identification: a statistical model and transient mean analysis. *IEEE Transactions on Signal Processing*, IEEE, v. 42, n. 10, p. 2607–2615, 1994.
- [11] MALUENDA, Y.; BERMUDEZ, J. C. M. Transient mean-square analysis of prediction error method-based adaptive feedback cancellation in hearing aids. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, IEEE, v. 20, n. 1, p. 261–275, 2012.

- [12] NICOLAU, V. B.; COSTA, M. H. Analysis of the deficient length prediction error method in a hearing aids feedback canceller. In: *19th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 714–718.
- [13] SPRIET, A. et al. Adaptive feedback cancellation in hearing aids. *Journal of the Franklin Institute*, Elsevier, v. 343, n. 6, p. 545–573, 2006.
- [14] BORGES, R. C. et al. An adaptive occlusion canceller for hearing aids. In: IEEE. *European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*. [S.l.], 2013. p. 1–5.
- [15] NGO, K. et al. A combined multi-channel Wiener filter-based noise reduction and dynamic range compression in hearing aids. *Signal Processing*, Elsevier, v. 92, n. 2, p. 417–426, 2012.
- [16] SERIZEL, R. et al. Output SNR analysis of integrated active noise control and noise reduction in hearing aids under a single speech source scenario. *Signal Processing*, Elsevier, v. 91, n. 8, p. 1719–1729, 2011.
- [17] KUK, F.; KEENAN, D.; LAU, C.-c. Vent configurations on subjective and objective occlusion effect. *Journal of the American Academy of Audiology*, American Academy of Audiology, v. 16, n. 9, p. 747–762, 2005.
- [18] KUK, F.; KEENAN, D. Fitting tips: How do vents affect hearing aid performance. *Hearing Review*, v. 13, n. 2, p. 34–42, 2006.
- [19] GELFAND, S. A. *Hearing, An Introduction to Psychological and Physiological Acoustical*. London: [s.n.], 2010.
- [20] YOST, W. A. *Fundamentals of Hearing - An Introduction*. [S.l.: s.n.], 2007.
- [21] MED-EL. *How does hearing works*. Jan 2012. Disponível em: <<http://www.medel.com/us/show/index/id/60/title/How-Hearing-Works?PHPSESSID=d2slqgcle7d9tr606vidtt3m65>>.
- [22] ZEMLIN, W. R. *Princípios de anatomia e fisiologia em fonoaudiologia*. [S.l.]: Artes Médicas Sul, 2000.
- [23] DUGAN, M. B. *Living with hearing loss*. [S.l.: s.n.], 2003.

- [24] NIDCD. *Hearing Loss and Older Adults*. Jan 2011. Disponível em: <<http://www.nidcd.nih.gov/health/hearing/older.htm>>.
- [25] GAMA, M. R. *Resolvendo casos em audiologia*. São Paulo: [s.n.], 2001.
- [26] RUSSO, I. C. P. et al. Encaminhamentos sobre a classificação do grau de perda auditiva em nossa realidade. *Revista da Sociedade Brasileira de Fonoaudiologia*, SciELO Brasil, v. 14, n. 2, p. 287–288, 2009.
- [27] FERNANDEZ, H. M. Vision and hearing impairments. In: SPRINGER (Ed.). *Fundamentals of Geriatric Medicine*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 143–163.
- [28] GATEHOUSE, S. Electronic aids to hearing. *British medical bulletin*, British Council, v. 63, n. 1, p. 147–156, 2002.
- [29] ALBERNAZ, P. *Quem ouve bem vive melhor: um livro para pessoas com problemas de audição e seus familiares*. São Paulo: [s.n.], 2008.
- [30] RAMSDEN, R. T. Cochlear implants and brain stem implants. *British medical bulletin*, British Council, v. 63, n. 1, p. 183–193, 2002.
- [31] MED-EL. *The audiogram*. Dez 2011. Disponível em: <<http://www.medel.com/us/show/index/id/61/title/The-Audiogram?PHPSESSID=d2slqgcle7d9tr606vidtt3m65>>.
- [32] STOVLES PENNIE; PENTLAND, P. *The A to Z of Inventions and Inventors*. USA: [s.n.], 2006.
- [33] BLAUERT, J. *Communication acoustics*. [S.l.: s.n.], 2005.
- [34] HAMACHER, V. et al. Signal processing in high-end hearing aids: state of the art, challenges, and future trends. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, Hindawi Publishing Corp., v. 2005, p. 2915–2929, 2005.
- [35] PUDER, H. Hearing aids: an overview of the state-of-the-art, challenges, and future trends of an interesting audio signal processing application. In: IEEE. *6th International Symposium on Image and Signal Processing and Analysis (ISPA)*. [S.l.], 2009. p. 1–6.

- [36] SONIC. *Velocity Consumer Brochure*. Jul 2011. Disponível em: <<http://www.sonicinnovations.com/ctrldocs/5001001.A.Velocity%20Series%20-%20Preview.pdf>>.
- [37] CHUNG, K. 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*, SAGE Publications, v. 8, n. 4, p. 125–164, 2004.
- [38] AZERNIKOV, S. Computer aided design of ventilation tubes for customized hearing aid devices. *Computer-Aided Design*, Elsevier, v. 42, n. 2, p. 87–94, 2010.
- [39] KOCHKIN, S. Marketrak vii: Customer satisfaction with hearing instruments in the digital age. *The Hearing Journal*, LWW, v. 58, n. 9, p. 30–32, 2005.
- [40] AGNEW, J. Acoustic feedback and other audible artifacts in hearing aids. *Trends in Amplification*, Sage Publications, v. 1, n. 2, p. 45–82, 1996.
- [41] LAUGESEN, S.; RASMUSSEN, K. B. *Method for counteracting the occlusion effects*. jan. 13 2009. US Patent 7,477,754.
- [42] Georg-Erwin Arndt, Frank Koch, Ulrich Kornagel, Stefanie Müller e Gunter Sauer. *Hearing aid having an occlusion reduction unit and method for occlusion reduction*. jul 2012. 8,218,802.
- [43] BORGES, R. C. *Sistema adaptativo para redução do efeito de oclusão em aparelhos auditivos*. 2012. Universidade Federal de Santa Catarina. Masters Thesis.
- [44] DINIZ, P. S. R. *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation*. 3th. ed. USA, New York: Springer, 2010.
- [45] SUNOHARA, M.; WATANUKI, K.; TATENO, M. Acoustical letter: Occlusion reduction system for hearing aids using active noise control technique. *Acoustical Science and Technology*, Acoustical Society of Japan, v. 35, n. 6, p. 318–320, 2014.
- [46] SUNOHARA, M. et al. Occlusion reduction system for hearing aids with an improved transducer and an associated algorithm. In: IEEE. *23rd European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*. [S.l.], 2015. p. 285–289.

- [47] WATERSCHOOT, T. van; MOONEN, M. Fifty years of acoustic feedback control: State of the art and future challenges. *Proceedings of the IEEE*, v. 99, n. 2, p. 288–327, 2011.
- [48] MAXWELL, J. A.; ZUREK, P. M. Reducing acoustic feedback in hearing aids. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, IEEE, v. 3, n. 4, p. 304–313, 1995.
- [49] WANG, R.; HARJANI, R. Acoustic feedback cancellation in hearing aids. In: IEEE. *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*. [S.l.], 1993. v. 1, p. 137–140.
- [50] BENNET, S. M. J.; BROWNE, L. M. H. A controlled feedback hearing aid. *Hearing Aid Journal*, May 1980.
- [51] BENESTY, J.; MORGAN, D. R.; SONDHI, M. M. A better understanding and an improved solution to the specific problems of stereophonic acoustic echo cancellation. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, IEEE, v. 6, n. 2, p. 156–165, 1998.
- [52] BUSTAMANTE, D. K.; WORRALL, T. L.; WILLIAMSON, M. J. Measurement and adaptive suppression of acoustic feedback in hearing aids. In: IEEE. *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*. [S.l.], 1989. p. 2017–2020.
- [53] GUO, M. et al. On the use of a phase modulation method for decorrelation in acoustic feedback cancellation. In: IEEE. *20th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*. [S.l.], 2012. p. 2000–2004.
- [54] FOEH, H. P.; KLINKBY, K. T.; THIEDE, T. V. *Hearing aid with feedback model gain estimation*. [S.l.]: Google Patents, set. 13 2011. US Patent 8,019,104.
- [55] MAPES-RIORDAN, D. J.; PORAYATH, R. *Acoustic feedback elimination using adaptive notch filter algorithm*. [S.l.]: Google Patents, 1999. US Patent 5,999,631.
- [56] PARSA, V. Acoustic feedback and its reduction through digital signal processing. *The Hearing Journal*, LWW, v. 59, n. 11, p. 16–18, 2006.
- [57] KLINKBY, K. T. *Hearing aid with adaptive feedback suppression*. [S.l.]: Google Patents, fev. 19 2013. US Patent 8,379,894.

- [58] NIELSEN, J. L.; SVENSSON, U. P. Performance of some linear time-varying systems in control of acoustic feedback. *The Journal of the Acoustical Society of America*, Acoustical Society of America, v. 106, n. 1, p. 240–254, 1999.
- [59] SPRIET, A. et al. Feedback control in hearing aids. In: *Springer Handbook of Speech Processing*. [S.l.]: Springer, 2008. p. 979–1000.
- [60] HELLGREN, J.; LUNNER, T.; ARLINGER, S. Variations in the feedback of hearing aids. *The Journal of the Acoustical Society of America*, Acoustical Society of America, v. 106, n. 5, p. 2821–2833, 1999.
- [61] GUO, M.; JENSEN, S. H.; JENSEN, J. Evaluation of state-of-the-art acoustic feedback cancellation systems for hearing aids. *Journal of the Audio Engineering Society*, Audio Engineering Society, v. 61, n. 3, p. 125–137, 2013.
- [62] SIQUEIRA, M. G.; ALWAN, A. Steady-state analysis of continuous adaptation in acoustic feedback reduction systems for hearing-aids. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, IEEE, v. 8, n. 4, p. 443–453, 2000.
- [63] WATERSCHOOT, T. van; ROMBOUTS, G.; MOONEN, M. On the performance of decorrelation by prefiltering for adaptive feedback cancellation in public address systems. In: *Benelux Signal Processing Symposium (SPS)*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 167–170.
- [64] NICOLAU, V. B. *Cancelamento de realimentação acústica em aparelhos auditivos através do método de erro de predição com comprimento deficiente*. 2010. Universidade Federal de Santa Catarina. Masters Thesis.
- [65] SPRIET, A. *Adaptive filtering techniques for noise reduction and acoustic feedback cancellation in hearing aids*. 2004. PhD Thesis.
- [66] MALUENDA, Y. R. M. *Análise estatística do algoritmo LMS aplicado ao cancelamento de retroalimentação acústica em aparelhos auditivos*. 2009. Universidade Federal de Santa Catarina. PhD Thesis.
- [67] CHUNG, K. Challenges and recent developments in hearing aids part i. speech understanding in noise, microphone technologies and noise reduction algorithms. *Trends in Amplification*, SAGE Publications, v. 8, n. 3, p. 83–124, 2004.

- [68] SCHMIDT, G.; HAULICK, T. Signal processing for in-car communication systems. *Signal processing*, Elsevier, v. 86, n. 6, p. 1307–1326, 2006.
- [69] CECCHI, S. et al. A combined psychoacoustic approach for stereo acoustic echo cancellation. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, v. 19, n. 6, p. 1530–1539, Aug. 2011. ISSN 1558-7916.
- [70] SPRIET, A. et al. An instrumental variable method for adaptive feedback cancellation in hearing aids. In: IEEE. *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*. [S.l.], 2005. v. 3, p. 129–132.
- [71] KATES, J. M. Constrained adaptation for feedback cancellation in hearing aids. *The Journal of the Acoustical Society of America*, Acoustical Society of America, v. 106, n. 2, p. 1010–1019, 1999.
- [72] CHI, H.-F. et al. Band-limited feedback cancellation with a modified filtered-x lms algorithm for hearing aids. *Speech Communication*, Elsevier, v. 39, n. 1, p. 147–161, 2003.
- [73] RAFAELY, B.; SHUSINA, N. A.; HAYES, J. L. Robust compensation with adaptive feedback cancellation in hearing aids. *Speech Communication*, Elsevier, v. 39, n. 1, p. 163–170, 2003.
- [74] FORSSELL, U. *Closed-loop identification: Methods, theory, and applications*. 1999. Linköping University Electronic Press. PhD Thesis.
- [75] GUO, M.; JENSEN, S. H.; JENSEN, J. An improved probe noise approach for acoustic feedback cancellation. In: IEEE. *Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), 2012 IEEE 7th*. [S.l.], 2012. p. 497–500.
- [76] NAKAGAWA, C. R. C.; NORDHOLM, S.; YAN, W.-Y. New insights into optimal acoustic feedback cancellation. *IEEE Signal Processing Letters*, IEEE, v. 20, n. 9, p. 869–872, 2013.
- [77] GUO, M.; JENSEN, S. H.; JENSEN, J. Novel acoustic feedback cancellation approaches in hearing aid applications using probe noise and probe noise enhancement. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, IEEE, v. 20, n. 9, p. 2549–2563, 2012.

- [78] NAKAGAWA, C.; NORDHOLM, S.; YAN, W. Feedback cancellation with probe shaping compensation. *IEEE Signal Processing Letters*, IEEE, v. 21, n. 3, p. 365–369, 2014.
- [79] LEBER, R.; SCHAUB, A. *Circuit and method for the adaptive suppression of an acoustic feedback*. ago. 26 2003. US Patent 6,611,600.
- [80] WIDROW, B.; STEARNS, S. D. *Adaptive signal processing*. [S.l.]: Prentice-Hall, 1985.
- [81] HAYKIN, S. *Adaptive Filter Theory*. 4th. ed. Upper Sadler River, New Jersey: [s.n.], 2002.
- [82] ORFANIDIS, S. J. *Optimum Signal Processing-An Introduction*. [S.l.]: MacMillan Publishing Comp., New York, 1988.
- [83] WIDROW, B.; HOFF, M. E. et al. Adaptive switching circuits. *IRE WESCON Convention Record*, v. 4, n. 1, p. 96–104, 1960.
- [84] MANOLAKIS, D. G.; INGLE, V. K.; KOGON, S. M. *Statistical and adaptive signal processing: spectral estimation, signal modeling, adaptive filtering, and array processing*. Boston: McGraw-Hill, 2000.
- [85] GREENBERG, J. E. Modified lms algorithms for speech processing with an adaptive noise canceller. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, IEEE, v. 6, n. 4, p. 338–351, 1998.
- [86] RABINER, L. R.; SCHAFFER, R. W. *Digital processing of speech signals*. [S.l.]: Prentice-hall Englewood Cliffs, 1978.
- [87] MAKHOUL, J. Linear prediction: A tutorial review. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 63, n. 4, p. 561–580, 1975.
- [88] ELECTRONICS, K. *Knowles FG-23329*. jun 2005. Datasheet Microphone.
- [89] MACKENZIE, D. J. Open-canal fittings and the hearing aid occlusion effect. *The Hearing Journal*, LWJ, v. 59, n. 11, p. 50–52, 2006.
- [90] Richard N Grugel. *Hearing aid assembly*. 2002. 6,445,805.
- [91] STINSON, M.; DAIGLE, G. Transverse pressure distributions in a simple model ear canal occluded by a hearing aid test fixture. *The Journal of the Acoustical Society of America*, Acoustical Society of America, v. 121, n. 6, p. 3689–3702, 2007.

- [92] DEVICES, A. *ADSP-BF537 EZ-KIT Lite Evaluation System Manual. Revision 2*. 2008. Analog Devices.
- [93] DEVICES, A. *Datasheet AD1871 Stereo Audio 96 kHz, 24-Bit Codec*. 2002. Analog Devices.
- [94] DEVICES, A. *Datasheet AD1854 Stereo 96 kHz, Multibit Codec*. 2000. Analog Devices.
- [95] DIAS, R. A. *Implementação de um sistema para avaliação subjetiva da atenuação de ruído dos protetores auditivos*. 1996. Universidade Federal de Santa Catarina. Masters Thesis.
- [96] LJUNG, L. *System identification*. [S.l.]: Wiley Online Library, 1999.
- [97] AGUIRRE, L. A. *Introdução à identificação de sistemas—Técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais*. [S.l.]: Editora UFMG, 2004.
- [98] BEHLAU, M.; RUSSO, I. Percepção da fala: análise acústica do português brasileiro. *São Paulo: Lovise*, 1993.
- [99] MATHWORKS. Matlab software. *Inc., Natick, MA*, 2012.
- [100] BENDAT, J. S.; PIERSOL, A. G. *Random data: analysis and measurement procedures*. Second. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1986.
- [101] TAVARES, M. *Aquisição e processamento de sinais bioelétricos neurofisiológicos intraoperatórios*. 2003. Universidade Federal de Santa Catarina. PhD Thesis.
- [102] Rupert LA Goodings, Roy S Hansen, Gideon A Senensieb e Philip H Wilson. *Hearing aid having compensation for acoustic feedback*. nov 1993. 5,259,033.
- [103] FANT, G. A note on vocal tract size factors and non-uniform f-pattern scalings. *Speech Transmission Laboratory Quarterly Progress and Status Report*, v. 1, p. 22–30, 1966.
- [104] SAKAI, H. Analysis of an adaptive algorithm for feedback cancellation in hearing aids for sinusoidal signals. In: IEEE. *18th European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD)*. [S.l.], 2007. p. 416–419.

- [105] CAO, H.; LIU, J.; ZHANG, W. A combined de-correlation method for acoustic feedback cancellation in hearing aids. In: IEEE. *World Congress on Computer Science and Information Engineering*. [S.l.], 2009. v. 7, p. 220–224.
- [106] ALONSO ANDRÉS M E GARCIA-MARTOS, C. Time series analysis. *Autoregressive, MA and ARMA processes*, 2012.
- [107] BOX, G. E.; JENKINS, G. M.; REINSEL, G. C. *Time series analysis: forecasting and control*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013.
- [108] NOGA, J. L. Bayesian state-space modelling of spatio-temporal non-gaussian radar returns. *Cambridge University, UK, Citeseer*, p. 14–21, 1998.
- [109] COSTA, M. H. A complementary low-cost method for broadband noise reduction in hearing aids for medium to high SNR levels. *Computers in Biology and Medicine*, Elsevier, 2014.
- [110] MINKOFF, J. Comment on the”unnecessary assumption of statistical independence between reference signal and filter weights in feedforward adaptive systems”. *IEEE Transactions on Signal Processing*, IEEE, v. 49, n. 5, p. 1109, 2001.
- [111] SUGIYAMA, A.; IKEDA, S.; HIRANO, A. A fast convergence algorithm for sparse-tap adaptive FIR filters identifying an unknown number of dispersive regions. *IEEE Transactions on Signal Processing*, IEEE, v. 50, n. 12, p. 3008–3017, 2002.
- [112] ALMEIDA, S. J. de et al. A statistical analysis of the affine projection algorithm for unity step size and autoregressive inputs. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, IEEE, v. 52, n. 7, p. 1394–1405, 2005.
- [113] SAMSON, C.; REDDY, V. Fixed point error analysis of the normalized ladder algorithm. *IEEE transactions on acoustics, speech, and signal processing*, IEEE, v. 31, n. 5, p. 1177–1191, 1983.
- [114] MILLER, K. S. *Multidimensional gaussian distributions*. [S.l.]: John Wiley & Sons Inc, 1964.
- [115] BURG, J. A new analysis technique for time series data: paper presented at NATO advanced study institute on signal processing, august, 1968. *Enschede, Netherlands*, 1968.

- [116] SUNOHARA, M. et al. Occlusion reduction system for hearing aids with an improved transducer and an associated algorithm. In: *IEEE. 23rd European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*. [S.l.], 2015. p. 285–289.
- [117] ZURBRÜGG, T. et al. Objective and subjective validation of an active control approach to reduce the occlusion effect in hearing aids. *Acta Acustica united with Acustica*, S. Hirzel Verlag, v. 101, n. 3, p. 502–509, 2015.
- [118] PAPOULIS, A.; PILLAI, S. U. *Probability, random variables, and stochastic processes*. [S.l.]: Tata McGraw-Hill Education, 2002.
- [119] BOBILLET, W. et al. Speech enhancement combining optimal smoothing and errors-in-variables identification of noisy ar processes. *IEEE Transactions on Signal Processing*, IEEE, v. 55, n. 12, p. 5564–5578, 2007.
- [120] KUROPATWINSKI, M.; KLEIJN, W. B. Estimation of the excitation variances of speech and noise AR-models for enhanced speech coding. In: *IEEE. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*. [S.l.], 2001. v. 1, p. 669–672.
- [121] GRANGER, C. W.; MORRIS, M. J. Time series modelling and interpretation. *Journal of the Royal Statistical Society. Series A (General)*, JSTOR, p. 246–257, 1976.
- [122] NOGA, J. L. *Bayesian state-space modelling of spatio-temporal non-Gaussian radar returns*. 1999. Citeseer.
- [123] SAMETI, H. et al. Hmm-based strategies for enhancement of speech signals embedded in nonstationary noise. *IEEE Transactions on Speech and Audio processing*, IEEE, v. 6, n. 5, p. 445–455, 1998.
- [124] SHANNON, D. Box-and-whisker plots with the SAS system®. *Pharmaceutical Statistics*, Wiley Online Library, v. 2, n. 4, p. 291–294, 2003.
- [125] ALCAIM, A.; SOLEWICZ, J. A.; MORAES, J. Frequência de ocorrência dos fones e listas de frases foneticamente balanceadas no português falado no rio de janeiro. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, v. 7, n. 1, p. 23–41, 1992.

- [126] KLATT, D. Prediction of perceived phonetic distance from critical-band spectra: A first step. In: IEEE. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*. [S.l.], 1982. v. 7, p. 1278–1281.
- [127] DELLER, J. R.; PROAKIS, J. G.; HANSEN, J. H. *Discrete time processing of speech signals*. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 1993.
- [128] GRAY, A.; MARKEL, J. Distance measures for speech processing. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, IEEE, v. 24, n. 5, p. 380–391, 1976.
- [129] LOIZOU, P. C. *Speech Enhancement: Theory and Practice*. [S.l.]: CRC Press, 2007.
- [130] ITU-T P.862.2. *Wideband extension to Recommendation P.862 for the assessment of wideband telephone networks and speech codecs*. [S.l.], Nov 2007.
- [131] KATES, J. M. Principles of digital dynamic-range compression. *Trends in amplification*, SAGE Publications, v. 9, n. 2, p. 45–76, 2005.
- [132] ROSS, S. M. *Introductory statistics*. [S.l.]: Academic Press, 2005.
- [133] NOETHER, G. E. Nonparametric statistical inference (Jean Dickinson Gibbons). *SIAM Review*, SIAM, v. 14, n. 2, p. 346–348, 1972.
- [134] MCKILLUP, S. *Statistics explained: an introductory guide for life scientists*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2011.
- [135] RIVERA-BATIZ, L.; OLIVA, M.-A. *International trade: theory, strategies, and evidence*. [S.l.]: Oxford University Press on Demand, 2003.
- [136] OPPENHEIM, A. V.; WILLSKY, A. S.; NAWAB, S. H. *Signals and systems*. [S.l.]: Prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, 1983.
- [137] MANOLAKIS, D. G.; INGLE, V. K.; KOGON, S. M. *Statistical and adaptive signal processing: spectral estimation, signal modeling, adaptive filtering, and array processing*. [S.l.]: Artech House Norwood, 2005.

[138] OPPENHEIM, A. V. et al. *Discrete-time signal processing*.
[S.l.]: Prentice-hall Englewood Cliffs, 1989.

[139] BROWN, J. W.; CHURCHILL, R. V.; LAPIDUS, M. *Complex variables and applications*. [S.l.]: McGraw-Hill New York, 1996.