

VICTOR BISSOLI NICOLAU

**CANCELAMENTO DE REALIMENTAÇÃO ACÚSTICA
EM APARELHOS AUDITIVOS ATRAVÉS DO MÉTODO
DE ERRO DE PREDIÇÃO COM COMPRIMENTO
DEFICIENTE**

FLORIANÓPOLIS

2010

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

**CANCELAMENTO DE REALIMENTAÇÃO ACÚSTICA
EM APARELHOS AUDITIVOS ATRAVÉS DO MÉTODO
DE ERRO DE PREDIÇÃO COM COMPRIMENTO
DEFICIENTE**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

VICTOR BISSOLI NICOLAU

Florianópolis, Julho de 2010

Catalogação na fonte pela Biblioteca Universitária da
Universidade Federal de Santa Catarina

N639c Nicolau, Victor Bissoli

Cancelamento de realimentação acústica em
aparelhos auditivos através do método de erro de
predição com comprimento deficiente [dissertação]
/ Victor Bissoli Nicolau ; orientador, Márcio
Holsbach Costa. -
Florianópolis, SC, 2010.
107 p.: il., graf., tabs.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal
de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

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

CDU 621.3

CANCELAMENTO DE REALIMENTAÇÃO ACÚSTICA EM APARELHOS AUDITIVOS ATRAVÉS DO MÉTODO DE ERRO DE PREDIÇÃO COM COMPRIMENTO DEFICIENTE

VICTOR BISSOLI NICOLAU

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de concentração Comunicações e processamento de sinais, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Prof. Márcio Holsbach Costa, Dr
Orientador

Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Márcio Holsbach Costa, Dr.
Presidente

Prof. José Carlos Moreira Bermudez, Ph.D.

Prof. Raimes Moraes, Ph.D.

Prof. Vitor Heloiz Nascimento, Ph.D.

« Souhaiter, c'est rêver ; vouloir, c'est penser. »
(“Desejar, é sonhar; querer, é pensar.”)
Victor Hugo (HUGO, 1987)

AGRADECIMENTOS

Primeiramente gostaria de agradecer à minha família, especialmente ao meu pai, pelo apoio durante todas as etapas desta dissertação.

Agradeço aos professores Márcio Holsbach Costa, José Carlos Moreira Bermudez e Joceli Mayer, por terem me acolhido no LPDS, provido os meios necessários para a pesquisa, e por terem participado de minha formação acadêmica também durante a graduação. Agradeço especialmente ao professor Márcio pela orientação, dedicação e entusiasmo ao longo do desenvolvimento deste trabalho.

Sou grato também aos integrantes do projeto VOIP e restante dos colegas do LPDS, pela companhia e apoio, principalmente ao Cláudio José Biazus, Luiz Felipe da Silva, Marcos Hideo Maruo e Wemerson Delcio Parreira. Agradecimento especial à Renata Coelho Borges, por sua disponibilidade e gentileza, e ao Thiago Ferreira Gasparino da Silva, pelo companheirismo e amizade.

Agradeço ao Celso Henrique Herédias Ribas e à empresa Amplivox, pelo incentivo, pela ajuda e pelo acesso à plataforma Voyageur. Agradeço também ao Michael Picheca e à empresa Sound Design Technologies, pelas informações ligadas ao hardware da plataforma de desenvolvimento de aparelhos auditivos.

Agradeço ao Edevaldo Brandilio Reinaldo do LabTermo, pelas sugestões e auxílio durante a confecção da câmara acústica de testes. Sou grato também ao professor Júlio Apolinário Cordioli e ao Douglas Castro de Araujo do LVA, aos colegas do LMPT, do LabTucal e ao Ricardo Campagnin do LabSolda, pela ajuda em questões relacionadas à câmara de testes. Devo agradecer também ao Sr. Nisomar Manoel Duarte e à empresa Audiozoom, pelos serviços prestados em favor desta pesquisa.

Finalmente agradeço aos amigos, colegas do colégio e universidade, assim como às equipes PSG e ALGE do ESRF, que fizeram com que, de alguma forma, esse trabalho fosse realizado.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

CANCELAMENTO DE REALIMENTAÇÃO ACÚSTICA EM APARELHOS AUDITIVOS ATRAVÉS DO MÉTODO DE ERRO DE PREDIÇÃO COM COMPRIMENTO DEFICIENTE

Victor Bissoli Nicolau

Julho / 2010

Orientador: Prof. Márcio Holsbach Costa, Dr.

Área de Concentração: Comunicações e processamento de sinais.

Palavras-chave: Aparelhos auditivos, algoritmos adaptativos, realimentação acústica, análise estatística.

Número de Páginas: 107

A deficiência auditiva é um mal que atinge parcela significativa da população mundial. Sistemas de auxílio à audição têm se apresentado como importantes aliados na minimização dos problemas de comunicação decorrentes dessa limitação. Um importante fator de impacto sobre o desempenho de aparelhos auditivos é a chamada realimentação acústica, causada pela reinjeção do sinal de saída do dispositivo no próprio microfone de captação.

Este trabalho apresenta um estudo sobre o método de erro de predição em sistemas com recursos computacionais limitados. Esta característica é relacionada aos aparelhos auditivos comerciais modernos, que apresentam tamanho reduzido associado à necessidade de incorporar diversos subsistemas de processamento.

Inicialmente, a partir de modelos teóricos já existentes para a previsão de desempenho do método de erro de predição, é realizada a expansão para o caso de comprimento deficiente. Os resultados obtidos para a predição do comportamento médio dos coeficientes do filtro de cancelamento de realimentação são confrontados com simulações e resultados práticos. Para tanto, foi construída uma câmara acústica para testes onde foram realizados experimentos em tempo real utilizando um processador digital de sinais dedicado para aparelhos auditivos.

Como conclusão, verificou-se a validade dos modelos analíticos derivados e, a partir deles,

a influência da limitação de recursos computacionais sobre o desempenho do sistema de cancelamento. De forma particular, verificou-se que o método de erro de predição proporciona maior margem de ganho que o método direto de cancelamento de realimentação, inclusive na situação em que os recursos computacionais são limitados e impedem a completa atuação do método de erro de predição.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

ACOUSTIC FEEDBACK CANCELATION IN HEARING AIDS THROUGH THE DEFICIENT LENGTH PREDICTION ERROR METHOD

Victor Bissoli Nicolau

July / 2010

Advisor: Prof. Márcio Holsbach Costa, Dr.

Area of Concentration: Communications and signal processing.

Keywords: Hearing aids, adaptive algorithm, acoustic feedback, statistical analysis.

Number of pages: 107

Hearing impairment is a disease that affects a significant portion of world population. Hearing aids have been important allies in reducing communication problems arising from such limitation. An important factor on the performance of hearing aids is the acoustic feedback caused by the re-injection of the output signal of the device on its own microphone.

This work presents a study of the prediction error method applied on systems with limited computing resources. This feature is related to modern commercial hearing aids, which have reduced size and the need to incorporate several processing subsystems.

Initially, from existing theoretical models for predicting the performance of the prediction error method, an expansion is performed for the case of deficient length. The predicted results of the mean weight behavior of the feedback cancellation filter coefficients are compared with computer simulations and practical results. For this, an acoustic test chamber was constructed, where experiments were performed in real time using a dedicated digital signal processor for hearing aids.

In conclusion, the validity of the derived analytical models was verified and from them, the influence of limited computational resources on the performance of the cancellation system. In a particular way, it was verified that the prediction error method provides greater gain margin

than the direct method of feedback cancellation, including the situation in which computing resources are limited and prevent the full performance of the prediction error method.

SUMÁRIO

LISTA DE SIGLAS E SÍMBOLOS	xix
LISTA DE FIGURAS	xxiii
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Preâmbulo	1
1.2 Justificativa	2
1.3 Objetivos	4
1.4 Estrutura do Trabalho	4
2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS	7
2.1 Anatomia do Sistema Auditivo Humano	7
2.2 Perdas Auditivas	10
2.3 Sistemas de Auxílio à Audição (<i>Hearing Aids</i>)	12
2.3.1 Efeito de Oclusão e Realimentação Acústica	16
2.4 Sistemas Realimentados	17
2.4.1 Estabilidade de Sistemas Realimentados	18
2.4.2 Margens de Estabilidade	19
2.5 Técnicas de Cancelamento de Realimentação	19
2.5.1 Técnicas de Cancelamento sobre o Caminho Direto	20
2.5.1.1 Filtragem com Filtros Notch	20
2.5.1.2 Inserção de Não-linearidades e Equalização de Fase	20
2.5.2 Técnicas de Cancelamento sobre o Caminho de Realimentação	21
2.5.2.1 Adição de Atrasos	23
2.5.2.2 Uso de Conhecimento A Priori sobre o Caminho de Realimentação	23
2.5.2.3 Métodos de Identificação de Sistemas em Malha Fechada	24

2.5.2.4	Método de Erro de Predição	25
2.6	Algoritmo LMS	27
2.7	Modelagem do Sinal de Voz	28
3	MATERIAIS E MÉTODOS	31
3.1	Estrutura de Cancelamento	31
3.2	Comprimento dos Filtros $v(n)$ e $q(n)$	33
3.3	Comportamento Médio dos Coeficientes de $v(n)$ e $q(n)$	36
3.3.1	Modelo para $v(n)$	36
3.3.2	Modelo em regime permanente para $v(n)$	37
3.3.3	Modelo para $q(n)$	37
3.3.4	Modelo em regime permanente para $q(n)$	38
3.4	Aparato Experimental	39
3.4.1	Câmara Acústica	39
3.4.2	Manequim	41
3.4.3	Plataforma de Desenvolvimento Voyageur	42
3.4.4	Sistema de Controle e Aquisição	43
3.4.5	Softwares	45
3.4.5.1	Software do Aparelho Auditivo	45
3.4.5.2	Software da Placa de Controle e Aquisição	46
3.4.5.3	Software do Computador	47
3.5	Configuração da Estrutura de Cancelamento	47
3.5.1	Identificação do Caminho de Realimentação	48
3.5.2	Geração de Ruído Gaussiano	53
3.5.2.1	Método de Box-Muller (BM)	53
3.5.2.2	Método do Teorema do Limite Central (TLC)	54
3.5.3	Ganho e Atraso de Processamento	55
3.5.4	Modelo para o Sinal de Voz	55
3.5.4.1	Potência da Inovação do Sinal de Voz	56
3.5.5	Compensação da Resposta da Caixa Acústica e do Microfone	57
4	RESULTADOS	61
4.1	Geração de Ruído Gaussiano	61

4.2	Validação da Implementação e do Modelo Teórico	63
4.2.1	Validação da Implementação	63
4.2.2	Influência da Resposta da Caixa Acústica e do Microfone	67
4.2.3	Validação Utilizando os Transdutores	70
4.3	Comparação com o Método Direto	78
5	DISCUSSÃO E CONCLUSÕES	83
5.1	Comprimentos Ótimos	83
5.2	Máximo Ganho	83
5.3	Recuperação do Sistema em Caso de Instabilidade	84
5.4	Sinais de Entrada Correlacionados	84
5.5	Concordância entre Modelo Teórico, Simulação e Implementação	85
5.6	Conclusões	86
5.7	Propostas para a Continuação do Trabalho	87
Anexo A – Cálculo das Correlações	89	
A.1	Cálculo de \mathbf{R}_{uquq} , \mathbf{R}_{uquqM} , $\mathbf{R}_{uqu\bar{q}}$ e \mathbf{r}_{xquq}	89
A.2	Cálculo de \mathbf{R}_{ecec} , \mathbf{R}_{ecx} , $\bar{\mathbf{R}}_{ecx}$ e \mathbf{R}_{ecu}	90
A.3	Cálculo de $r_{xu}(l)$, $r_{ecu}(l)$ e $r_u(l)$	91
A.4	Cálculo de $r_{ec}(l)$	91
A.5	Cálculo de $r_{xec}(l)$	93
Anexo B – Cálculo de σ_n^2	95	
Anexo C – Placa de Controle e Aquisição	97	
Referências	99	

LISTA DE SIGLAS E SÍMBOLOS

Siglas

ANSI	American National Standards Institute
AR	Processo Autorregressivo
BIBO	Bounded-Input Bounded-Output
BM	Box-Muller
BTE	Behind-The-Ear
CIC	Completely-In-The-Canal
DMA	Direct Memory Access
DSP	Digital Signal Processor
EEPROM	Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
GPIO	General Purpose Input/Output
GUIDE	Genum Universal Integrated Development Environment
HEI	House Ear Institute
IBGE	Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística
ITC	In-The-Canal
ITE	In-The-Ear
KEMAR	Knowles Electronic Manikin for Acoustic Research
LFSR	Linear Feedback Shift Register
LIBRAS	Língua Brasileira de Sinais
LMS	Least-Mean-Square
MDC	Máximo Divisor Comum
MDF	Medium Density Fiberboard
MF	Margem de Fase

MG	Margem de Ganho
MIDI	Musical Instrument Digital Interface
MSG	Maximum Stable Gain
PEF	Prediction-Error Filter
PLL	Phase Locked Loop
RIC	Receiver-In-Canal
RITE	Receiver-In-The-Ear
SPL	Sound Pressure Level
TLC	Teorema do Limite Central
USB	Universal Serial Bus
VAD	Voice Activity Detector
WDRC	Wide Dynamic Range Compression

Símbolos

$E\{\cdot\}$	Valor esperado estatístico.
$\ \cdot\ _2$	Norma Euclidiana de um vetor.
$\zeta(\cdot, \cdot)$	Desajuste dos coeficientes de um vetor.
D	Atraso do caminho direto.
f_s	Frequência de amostragem.
G_0	Ganho do caminho direto.
$G(z)$	Função de transferência do caminho direto de processamento.
$H(z)$	Modelo para o trato vocal.
$H_c(z)$	Processo AR contendo informações dos resíduos da compensação.
K	Comprimento de $p(n)$.
L	Ordem do modelo autorregressivo para o trato vocal.
M	Comprimento do filtro cancelador.
M_0	Número de coeficientes fixos de $v(n)$.
N	Comprimento do caminho de realimentação.
$p(n)$	Filtro adaptativo preditor.
$q(n)$	Filtro de erro de predição.

$\hat{q}(n)$	Filtro cópia de $q(n)$.
$u(n)$	Sinal de saída no alto-falante do aparelho auditivo.
$v(n)$	Filtro adaptativo cancelador.
$x(n)$	Sinal de voz modelado.
$w(n)$	Filtro adaptativo.
w_N^o	Resposta ao impulso do caminho de realimentação.
w^o	Parcela identificada de w_N^o .
\bar{w}^o	Parcela não identificada de w_N^o .
w_c	Filtro fixo, atualizado de acordo com $v(n)$.
w_{cm}	Resposta ao impulso da caixa de som e do microfone do aparelho auditivo.
w_{cm}^{-1}	Resposta ao impulso inversa referente à $W_{cm}^{-1}(z)$.
w_{cmi}^{-1}	Resposta ao impulso inversa obtida de forma indireta.
w_{cmd}^{-1}	Resposta ao impulso inversa obtida de forma direta.
$W_{cm}(z)$	Função de transferência referente à w_{cm} .
$W_{cm}^{-1}(z)$	Função de transferência inversa à $W_{cm}(z)$.
$y(n)$	Sinal de entrada no microfone do aparelho auditivo.
$\eta(n)$	Ruído branco usado como excitação.
σ_η^2	Variância do sinal de excitação $\eta(n)$ na entrada de $H(z)$.
σ_x^2	Variância do sinal de voz modelado $x(n)$.
\mathcal{M}	Número de realizações.
\mathcal{N}	Número de iterações.
μ	Passo de adaptação do filtro cancelador.
ρ	Passo de adaptação do filtro preditor.

LISTA DE FIGURAS

2.1	Anatomia da orelha (TORTORA, 2007).	7
2.2	Orelha média e os ossículos da audição (TORTORA, 2007).	8
2.3	Estimulação dos receptores auditivos (TORTORA, 2007).	9
2.4	Área de audição. Traduzido de (FASTL; ZWICKER, 2007).	11
2.5	Técnica de empilhamento em um aparelho auditivo (VANDERMEULEN et al., 2004). .	12
2.6	Alguns tipos de aparelhos auditivos (SONIC, 2008).	13
2.7	Estágios de processamento de um aparelho auditivo moderno (PUDER, 2009). . .	16
2.8	Realimentação e ventilação em um aparelho auditivo (AZERNIKOV, 2010). . . .	17
2.9	Sistema realimentado básico.	17
2.10	Estrutura adaptativa de cancelamento.	21
2.11	Cancelamento de realimentação como um problema de identificação de sistemas.	24
2.12	Método de erro de predição.	25
2.13	Filtro branqueador aplicado sobre $x(n)$	26
2.14	Proposta de posicionamento dos filtros preditores (SPRIET et al., 2005b). . . .	27
2.15	Diagrama em blocos do algoritmo LMS.	27
2.16	Modelo para síntese de voz. Modificado de Rabiner e Schafer (1978).	28
3.1	Estrutura para o cancelamento de realimentação.	32
3.2	Filtro de erro de predição $q(n)$	35
3.3	Diagrama em blocos da câmara acústica para testes.	39
3.4	Interior da câmara acústica para testes de cancelamento de realimentação. . . .	40
3.5	Câmara acústica para testes conectada ao módulo Voyageur.	40
3.6	Disposição da orelha de silicone e do aparelho auditivo no manequim.	41
3.7	Curvas de resposta de acordo com os fabricantes Edifier (2004) e LeSon (2009).	42
3.8	Plataforma de Desenvolvimento Voyageur.	43
3.9	Mesa com anteparo e placa de controle e aquisição.	44
3.10	Placa de controle e aquisição.	44
3.11	Interface de configuração da malha de processadores do aparelho auditivo. . . .	45
3.12	Programa para visualização e armazenamento dos dados recebidos.	47

3.13	Estrutura para a identificação do caminho de realimentação.	48
3.14	Autocorrelação normalizada e densidade espectral de potência de $r_p(n)$	49
3.15	Autocorrelação normalizada e densidade espectral de potência de $r(n)$	49
3.16	Respostas ao impulso de dois caminhos de realimentação. Para explicação sobre as curvas, vide texto.	50
3.17	Magnitude da resposta em frequência dos caminhos de realimentação \mathbf{w}_N^o e \mathbf{w}_A^o	51
3.18	Configuração para identificação com o uso de telefone celular.	51
3.19	Mudança na respostas ao impulso com a aproximação do telefone celular.	52
3.20	Magnitude da resposta em frequência dos caminhos de realimentação \mathbf{w}_{CA}^o e \mathbf{w}_{CP}^o	52
3.21	Funções densidade de probabilidade para soma de n v.a. uniformes.	54
3.22	Coeficientes de predição linear h_i	56
3.23	Resposta ao impulso do conjunto caixa de som, meio de propagação e microfone do aparelho auditivo.	57
3.24	Plano complexo com os zeros de $W_{cm}(z)$	58
3.25	Estrutura para modelagem inversa adaptativa (WIDROW; WALACH, 1996).	59
3.26	Compensação na implementação e simulação do sistema.	59
4.1	Histogramas referentes aos dois métodos implementados.	62
4.2	Autocorrelações normalizadas $r_\eta(l)$ referentes aos dois métodos implementados.	63
4.3	Evolução dos coeficientes de $\mathbf{v}(n)$	65
4.4	Desajuste (dB) dos coeficientes de $\mathbf{v}(n)$ calculados a partir da Equação (4.3).	65
4.5	Evolução dos coeficientes de $\mathbf{p}(n)$	66
4.6	Desajuste (dB) dos coeficientes de $\mathbf{p}(n)$	66
4.7	Resposta ao impulso inversa \mathbf{w}_{cmi}^{-1} obtida pela abordagem indireta (Seção 3.5.5).	67
4.8	Resposta ao impulso inversa \mathbf{w}_{cmd}^{-1} obtida pela abordagem direta (Seção 3.5.5).	67
4.9	Convolução de \mathbf{w}_{cm} e \mathbf{w}_{cmi}^{-1}	68
4.10	Verificação da influência de \mathbf{w}_{cm}	68
4.11	Coeficientes de $\mathbf{p}(n)$ em regime permanente.	69
4.12	Desajuste (dB) dos coeficientes de $\mathbf{v}(n)$	71
4.13	Coeficientes do processo autorregressivo H_c	72
4.14	Estrutura de cancelamento para validação da implementação, simulação e modelo.	73
4.15	Evolução do coeficiente $v_{21}(n)$	73
4.16	Evolução do coeficiente $v_{22}(n)$	74

4.17	Evolução do coeficiente $v_{24}(n)$.	74
4.18	Desajuste (dB) dos coeficientes de $\mathbf{v}(n)$ para $K = 21$.	75
4.19	Regime permanente dos coeficientes de $\mathbf{v}(n)$ para $K = 21$.	75
4.20	Desajuste (dB) dos coeficientes de $\mathbf{p}(n)$ para $K = 21$.	76
4.21	Regime permanente dos coeficientes de $\mathbf{p}(n)$ para $K = 21$.	76
4.22	Desajuste (dB) dos coeficientes de $\mathbf{v}(n)$ para $M = 50$.	77
4.23	Desajuste (dB) dos coeficientes de $\mathbf{p}(n)$ para $M = 50$.	78
4.24	Margem de ganho (dB) do sistema em função de K e M .	79
4.25	Margem de ganho (dB) em função de M para diferentes comprimentos de $\mathbf{p}(n)$.	80
4.26	Margem de ganho (dB) do sistema para os pontos escolhidos.	81
C.1	Diagrama do circuito da placa de controle e aquisição.	97

1 INTRODUÇÃO

As perdas auditivas estão entre as deficiências crônicas mais comuns, atingindo uma em cada seis pessoas (SHIELD, 2006). Nos países em desenvolvimento, acredita-se que o número de pessoas afetadas seja, pelo menos, o dobro em relação aos países desenvolvidos. Isto se deve, principalmente, a infecções auditivas não tratadas. Nos países desenvolvidos, as pessoas vêm apresentando perdas auditivas cada vez mais cedo devido, principalmente, à crescente exposição a níveis elevados de ruído.

Os sintomas mais frequentes das perdas auditivas são o aumento do limiar mínimo de audição e a dificuldade de distinguir frequências. Com isto, a capacidade de comunicação com outros indivíduos é prejudicada, principalmente em ambientes ruidosos. Para o caso mais comum de perdas auditivas, as ditas senso-neurais, estes efeitos podem ser compensados com amplificação e com redução de ruído. Isto também se aplica para outras desordens auditivas para as quais a intervenção cirúrgica não é apropriada.

1.1 Preâmbulo

Com a evolução da eletrônica digital e a aplicação de técnicas de processamento digital de sinais, surgiram dispositivos portáteis capazes de compensar, parcialmente, as deficiências associadas às perdas auditivas (DILLON, 2001). São os sistemas de auxílio à audição, popularmente chamados de *aparelhos auditivos*. Embora esses equipamentos tenham possibilitado um aumento expressivo na qualidade de vida de seus usuários, diversos aspectos técnicos devem ser aprimorados para proporcionar um maior conforto.

Um dos grandes fatores de limitação de desempenho dos sistemas atuais tem sido o acoplamento acústico existente entre o alto-falante e o microfone destes aparelhos. A captação indesejada do sinal proveniente do alto-falante do aparelho auditivo pelo próprio microfone acarreta uma distorção do sinal de saída, podendo ocasionar a instabilidade do sistema. Com o

aumento do ganho do aparelho, esta distorção é reforçada, ocorrendo o efeito de microfonia ou *efeito Larsen*¹.

A microfonia, decorrente da instabilidade do sistema, é percebida como um incômodo som agudo, que se constitui em uma das queixas mais frequentes dos usuários de aparelhos auditivos. Outra queixa comum é a dificuldade de compreensão em ambientes ruidosos (*cocktail party effect*). Esse problema é agravado devido à existência de um duto de ventilação no molde da maioria dos aparelhos, necessário para maior conforto acústico do usuário. Caso não houvesse esse duto, a sensação seria a de ouvido fechado (*efeito de oclusão*). Este canal favorece a realimentação acústica e seus efeitos indesejados. Assim, a amplificação deve ser limitada, geralmente impedindo que se alcance o ganho desejado para compensar a perda auditiva.

1.2 Justificativa

Pessoas saudáveis contam com a audição para comunicação, participação social e segurança pessoal no trabalho, lazer e atividades cotidianas. A capacidade de ouvir é muitas vezes afetada por trauma, uso de drogas, doenças infecciosas, exposição a ruído excessivo ou efeitos cumulativos do envelhecimento. A deficiência auditiva pode levar ao isolamento social, dificuldades profissionais, aumento do risco à segurança pessoal e, de forma geral, à redução na qualidade de vida (BAUER et al., 2000).

Cerca de 278 milhões de pessoas sofreram com perdas auditivas em 2005 (OMS, 2005). No Brasil, segundo o último censo demográfico realizado pelo IBGE² em 2000, 5.75 milhões de brasileiros (3,2% da população) eram portadores de deficiências auditivas. Destes, 15% possuíam grande dificuldade permanente de ouvir, 82%, alguma dificuldade permanente de ouvir. Dados do Ministério da Educação de 2003 mostram que somente 3,6% do total de surdos matriculados conseguiu concluir a educação básica, resultando em exclusão escolar provocada pelas barreiras na comunicação entre estudantes surdos e professores (MILHOMEM, 2004).

¹O crédito é dado ao engenheiro eletricista e físico dinamarquês Søren Absalon Larsen (LARSEN, 1911; NIELSEN, 1984) por ter sido o primeiro a analisar tal efeito.

²IBGE: Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística.

A técnica de leitura labial e o aprendizado de LIBRAS³ facilitam a comunicação, mas não são suficientes para garantir a qualidade de vida necessária ao portador de deficiência auditiva. Portanto, a utilização do aparelho auditivo é indispensável em um grande número de casos.

Estudo realizado pela OMS em 2005 estimou que a produção de aparelhos auditivos era inferior a 10% da demanda mundial. Foi também constatado que, nos países em desenvolvimento, de cada 40 pessoas que precisavam de aparelho auditivo, menos de uma o possuía. O custo dos aparelhos é apontado como a principal causa. A busca por sistemas de baixo custo deve levar em conta as restrições práticas de tamanho, baixo consumo e limitação computacional dos sistemas de auxílio à audição. Assim, existe uma constante demanda por algoritmos eficientes para a implementação das técnicas de processamento de sinais necessárias.

Neste trabalho, analisa-se uma promissora proposta de Spriet et al. (2005b) para o cancelamento de realimentação baseada no método de erro de predição de identificação de sistemas em malha fechada, que possui dois filtros adaptativos operando simultaneamente. Para um caso de grande interesse prático, chamado de *comprimento deficiente*, desenvolveu-se um modelo analítico para previsão teórica de seu comportamento através das ferramentas estatísticas utilizadas por Maluenda (2009). A condição de comprimento deficiente é interessante pela economia de operações matemáticas em favor de uma redução controlada de desempenho.

Embora diversos trabalhos científicos tratem sobre canceladores de realimentação, poucos deles efetivamente abordam a implementação destes sistemas. Maluenda (2009) realiza a previsão do comportamento do cancelador, mas a validação é realizada apenas por simulações. Portanto, é de grande interesse verificar estes resultados em uma situação real.

³LIBRAS: Língua Brasileira de Sinais.

1.3 Objetivos

Os objetivos deste trabalho são:

- Expandir os modelos analíticos desenvolvidos por Maluenda (2009) para o caso de filtros adaptativos com comprimento deficiente;
- Implementar uma câmara acústica para experimentos com aparelhos auditivos;
- Confrontar os resultados dos modelos teóricos com experimentos reais controlados;
- Verificar a possibilidade de estimar o ganho máximo possível a ser aplicado no sistema sem que haja microfonia.

1.4 Estrutura do Trabalho

O Capítulo 2 aborda os fundamentos teóricos necessários ao desenvolvimento do trabalho. São ressaltados os diferentes tipos de perdas auditivas e os efeitos decorrentes: a redução da área de audição e o mascaramento do sinal. São então apresentados os sistemas de auxílio à audição que, conforme o tipo de perda, são capazes de tratar esses efeitos indesejados à partir da amplificação e conformação em frequência. Discute-se ainda, que a realimentação acústica surge como fator limitante para o ganho máximo do sistema e que o uso de moldes completamente fechados não é uma solução confortável devido ao efeito de oclusão. Finalmente, as técnicas de cancelamento de realimentação são introduzidas e o modelo para os sinais de voz a ser utilizado é apresentado.

No Capítulo 3, é apresentada a estrutura de cancelamento escolhida para estudo, cujo modelo teórico para previsão do comportamento dos coeficientes, originalmente desenvolvido por Maluenda (2009), é generalizado para o caso de comprimento deficiente. Em seguida, é apresentada a plataforma de desenvolvimento de aparelhos auditivos Voyageur juntamente com a câmara acústica construída para a realização dos testes práticos. Na última seção, são discutidos os parâmetros básicos que foram adotados para a estrutura de cancelamento e para a câmara

acústica durante os testes.

O Capítulo 4 apresenta os resultados de validação da implementação do algoritmo e dos testes de comparação entre simulação, modelo teórico e implementação. Ao final, compara-se a estrutura usada e o método direto de cancelamento de realimentação.

No Capítulo 5 são retomados e discutidos diversos pontos do trabalho, os quais embasam as conclusões finais. Por último, são feitas sugestões para futuras pesquisas.

2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Este capítulo define os fundamentos básicos para o trabalho desenvolvido. Primeiramente, são fornecidos alguns conceitos sobre a anatomia e o funcionamento do sistema auditivo humano. Em seguida, são apresentados os aparelhos de auxílio à audição (*hearing aids*). Por fim, é feita uma revisão bibliográfica compreendendo várias técnicas de cancelamento de realimentação encontradas na literatura.

2.1 Anatomia do Sistema Auditivo Humano

A orelha humana possui receptores sensitivos capazes de transformar vibrações sonoras em sinais elétricos. A estrutura da orelha é ilustrada abaixo (Figura 2.1):

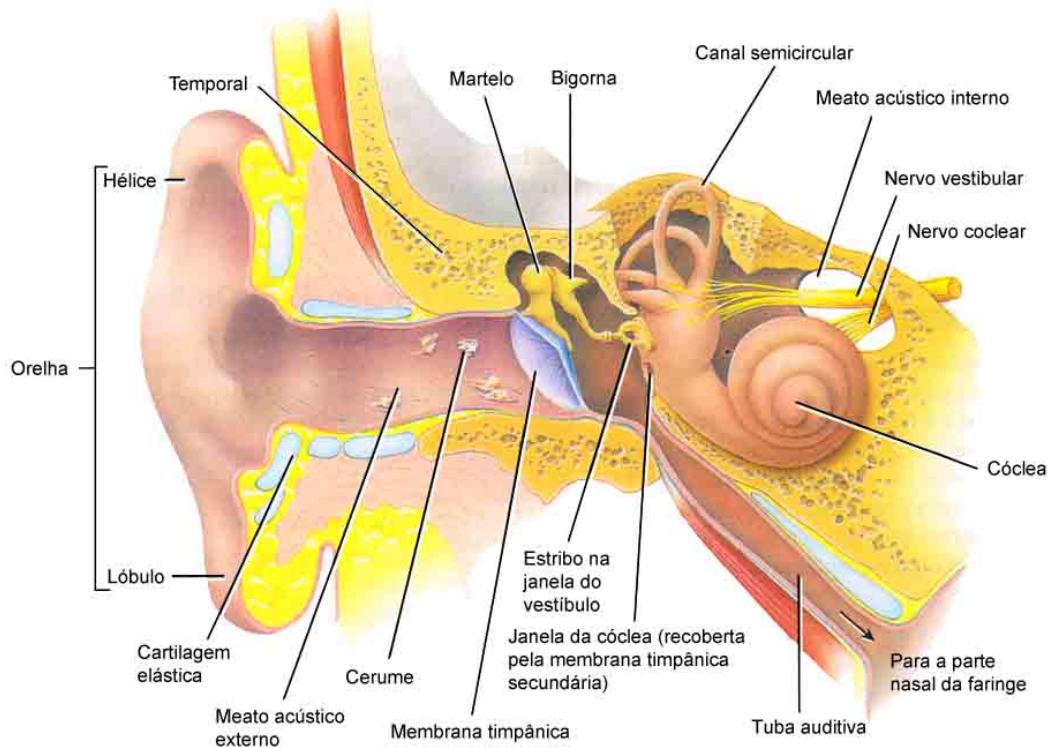


Figura 2.1: Anatomia da orelha (TORTORA, 2007).

A orelha divide-se em três regiões onde ocorrem os eventos envolvidos na audição:

- A orelha externa consiste na orelha, no canal acústico (meato acústico externo) e no tímpano (membrana timpânica). Pela sua forma característica, a orelha direciona a energia sonora para o canal acústico. Através deste tubo curvo de cerca de 2,5 cm de comprimento, as ondas sonoras atingem e fazem vibrar o tímpano.
- A orelha média é uma pequena cavidade, cheia de ar, que se separa da orelha externa pelo tímpano e da orelha interna por uma fina divisão óssea, que contém duas pequenas aberturas revestidas por membrana: a janela do vestíbulo e a janela da cóclea. Nesta cavidade, encontram-se os três menores ossos do corpo, os ossículos da audição, nomeados de acordo com seus formatos: o martelo, a bigorna e o estribo. De forma eficiente, os ossículos fazem um acoplamento mecânico tal que a janela do vestíbulo (uma pequena área) se desloque aproximadamente 20 vezes mais do que o tímpano (uma ampla área). Estes ossos fixam-se à cavidade por ligamentos, pelo músculo tensor do tímpano e pelo músculo estapédio (Figura 2.2).

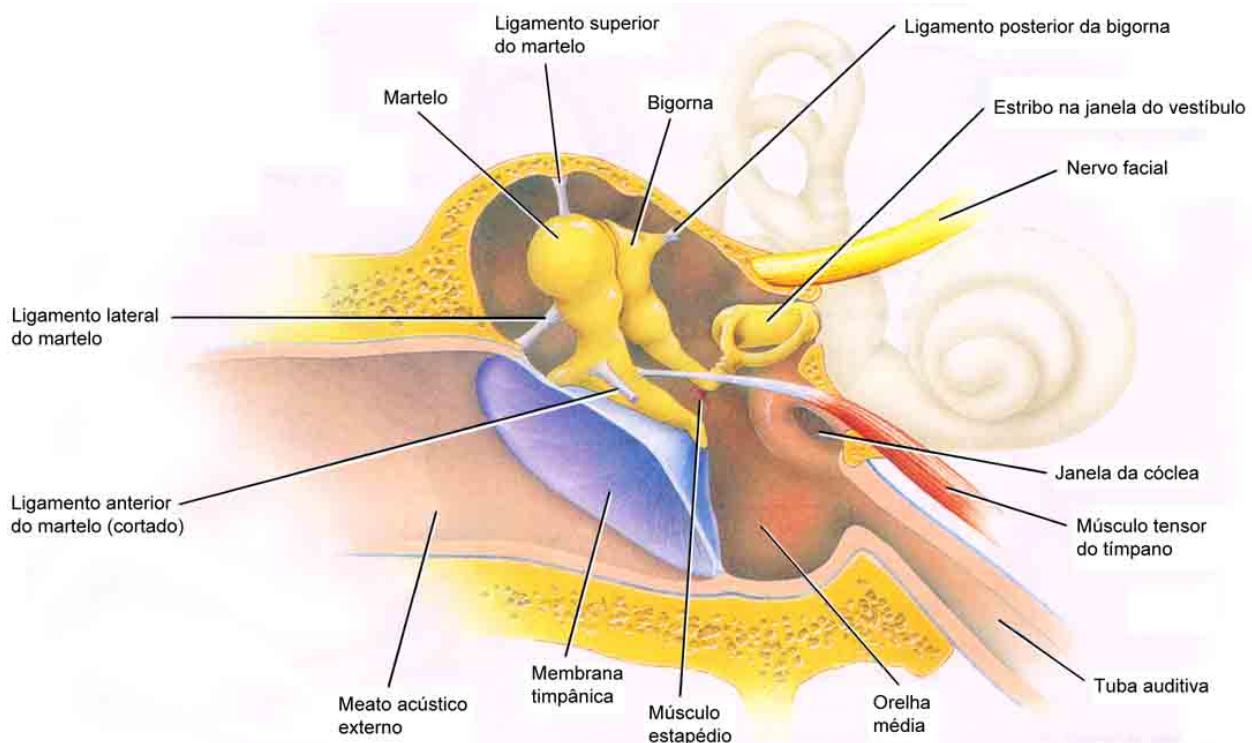


Figura 2.2: Orelha média e os ossículos da audição (TORTORA, 2007).

O músculo tensor do tímpano limita o movimento e aumenta a tensão sobre o tímpano enquanto o músculo estapédico amortece as vibrações do estribo. Ambos protegem a orelha interna de sons de intensidade elevada.

- A orelha interna também é chamada de labirinto, pois possui uma série de canais. Nesta região, encontram-se os canais semicirculares e o vestíbulo, ambos contendo receptores para o equilíbrio, e a cóclea, contendo receptores para a audição. A cóclea possui três canais (o ducto coclear, a rampa do vestíbulo e a rampa do tímpano) sendo mostrada desenrolada para melhor ilustrar as estruturas envolvidas na audição (Figura 2.3).

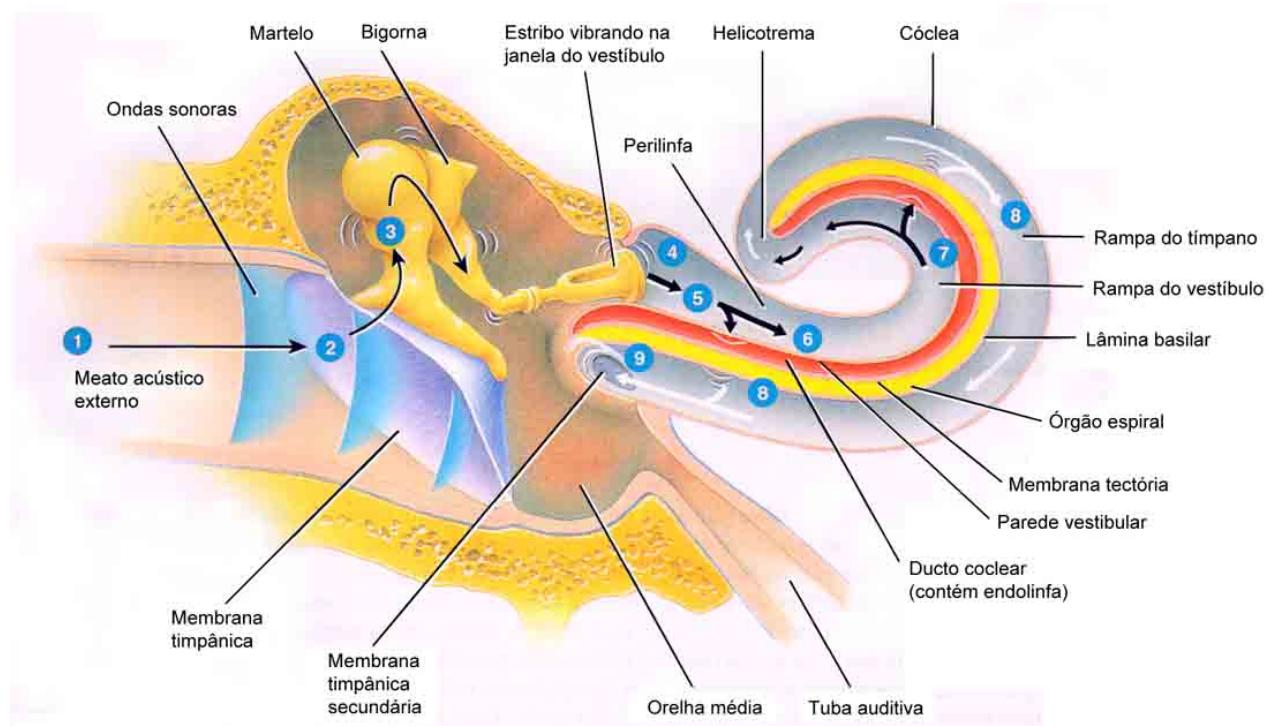


Figura 2.3: Estimulação dos receptores auditivos (TORTORA, 2007).

O movimento da janela do vestíbulo produz ondas de compressão na perilinfa¹ que se propagam pela rampa do vestíbulo e pela rampa do tímpano. A parede vestibular transfere essas ondas de compressão para a endolinfa² que faz vibrar a lâmina basilar movimentando as células ciliadas do órgão espiral. Estas células (cerca de 16 mil) são os receptores auditivos de onde saem os nervos que conduzem os estímulos até o cérebro.

¹Perilinfa: líquido da rampa do vestíbulo e da rampa do tímpano.

²Endolinfa: líquido no interior do ducto coclear.

Conforme o ritmo de compressão da perilinfa, deformações são produzidas em diferentes locais da lâmina basilar: as altas frequências excitam a extremidade basal (próxima à orelha média) e com a redução da frequência as excitações se deslocam para a extremidade apical (próxima ao helicotrema). Com este mecanismo, consegue-se distinguir diferentes frequências em um amplo espectro. Em geral, considera-se a faixa de audibilidade entre 15 ou 16 Hz e cerca de 14 ou 15 kHz. Em algumas crianças, o limite superior excede 20 kHz (ZEMLIN, 2000).

2.2 Perdas Auditivas

As perdas auditivas restringem a percepção do ambiente e a comunicação com outros indivíduos. Estas perdas podem ser classificadas em três categorias conforme a região lesionada ou bloqueada do sistema auditivo (FERNANDEZ, 2007):

- Perda Auditiva Condutiva: está relacionada com a obstrução da transferência do som na orelha externa ou na orelha média. A causa mais comum é o acúmulo de cerume, ocorrendo frequentemente em pessoas de idade avançada devido ao estreitamento do canal acústico. Outras causas são a perfuração do tímpano, as infecções na orelha média (otites) e a fixação dos ossículos da audição (otoescleroses). Geralmente, as perdas condutivas afetam todas as frequências e, em muitos casos, demandam intervenção cirúrgica.
- Perda Auditiva Senso-neural: compreende as disfunções na orelha interna e ao longo dos nervos que seguem até o cérebro. Quando causada pela idade, ambas as orelhas são afetadas de maneira igual e a perda geralmente inicia-se nas altas frequências. A perda também pode ser unilateral no caso de infecção viral, dano por explosão (trauma acústico), ou tumor (neuroma acústico). Em geral, as perdas senso-neurais são permanentes, não podendo ser reparadas com intervenção cirúrgica.
- Perda Auditiva Central: deve-se a danos no córtex cerebral. É a forma mais rara de perda auditiva, ocorrendo em doenças degenerativas, doença de Alzheimer, acidente vascular cerebral e tumores.

Dois efeitos são causados pelas perdas auditivas: a redução da área de audição e o aumento no mascaramento do sinal:

- A área de audição é definida em um plano no qual sons audíveis podem ser ilustrados (Figura 2.4). Esta região encontra-se entre o limiar de audição, ou limiar de silêncio, e o limiar da dor. Um exemplo de redução da área de audição é dado pela linha pontilhada do limiar de silêncio (Figura 2.4, canto inferior direito), causada pela exposição prolongada à música em volume elevado. Ocorrendo o aumento deste limiar, os sons devem ser amplificados para que adentrem na área de audição.

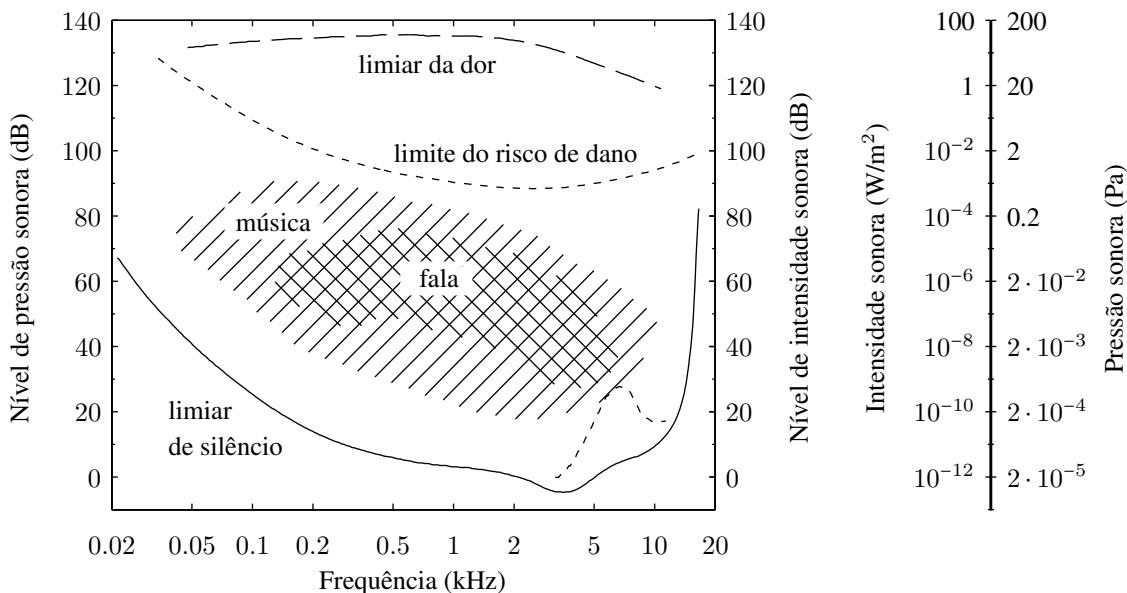


Figura 2.4: Área de audição. Traduzido de (FASTL; ZWICKER, 2007).

- O mascaramento do sinal refere-se à dificuldade em distinguir as frequências. Isto ocorre em pessoas com audição normal, mas acentua-se com danos às células ciliadas da cóclea. Em ambientes ruidosos, por exemplo, a inteligibilidade é prejudicada pela mistura de sinais (PUDER, 2009).

A perda auditiva pode ser compensada pela amplificação sonora artificial, tanto para a perda senso-neural, como também, para perda condutiva quando a intervenção cirúrgica não é recomendada. A amplificação pode ser realizada através de sistemas externos de auxílio à audição ou de implantes cocleares (GATEHOUSE, 2002).

Os implantes cocleares são voltados a dois grupos de pacientes: adultos com surdez severa que não obtiveram resultado satisfatório com sistemas externos de auxílio à audição (pacientes pós-linguais) e crianças que nasceram surdas ou perderam a audição antes de falar (pacientes pré-linguais). Contudo, a tecnologia de implantes cocleares ainda é cara e o processo de reabilitação envolve diversos profissionais (RAMSDEN, 2002).

2.3 Sistemas de Auxílio à Audição (*Hearing Aids*)

Os sistemas de auxílio à audição ou, em inglês, *hearing aids*, são também popularmente chamados de aparelhos auditivos. Como foi visto, estes dispositivos visam compensar os efeitos causados pelas perdas auditivas através da amplificação.

Até 1980, havia apenas, aparelhos analógicos com ajuste via potenciômetro. Posteriormente, surgiram os aparelhos analógicos com programação digital onde alguns parâmetros dos componentes analógicos ficavam armazenados em memórias, podendo ser alterados para cada usuário. Em 1996, apareceram os primeiros aparelhos com processamento digital de sinal incorporando vantagens como baixo consumo, baixo ruído interno, reproduzibilidade e programabilidade (HOLUBE; HAMACHER, 2005). Esta evolução, aliada a técnicas como a de empilhamento de circuitos integrados (Figura 2.5), permitiu a fabricação de aparelhos de tamanho reduzido.

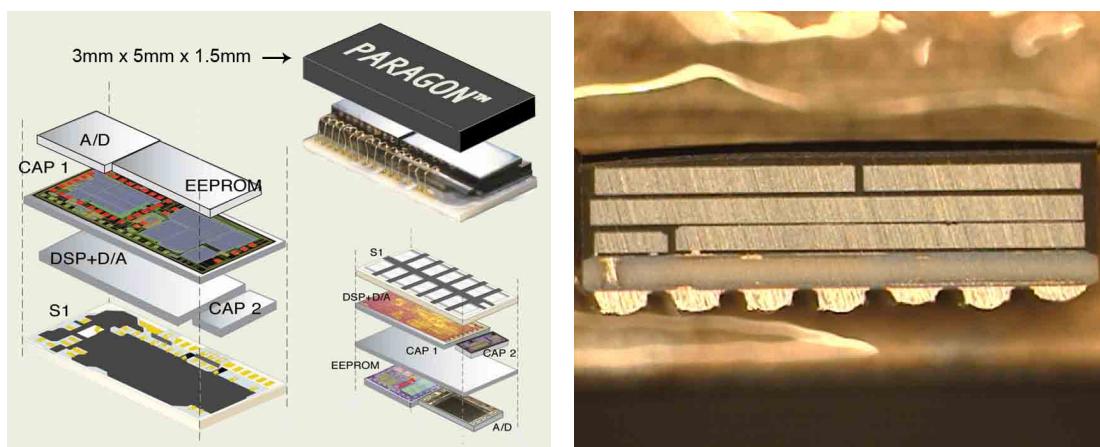


Figura 2.5: Técnica de empilhamento em um aparelho auditivo (VANDERMEULEN et al., 2004).

A Figura 2.6 apresenta os tipos mais comuns de aparelhos auditivos. A classificação é feita segundo o local onde são posicionados na orelha:

- Completamente no canal (CIC – *Completely-In-The-Canal*): alojam-se inteiramente no canal acústico, deixando visível apenas uma pequena haste para auxiliar sua remoção.
- No canal (ITC – *In-The-Canal*): ocupam parte do canal acústico e cobrem uma pequena porção da *concha* da orelha.
- Na orelha (ITE – *In-The-Ear*): preenchem totalmente a *concha* da orelha e também, uma parte do canal acústico. Alguns fabricantes possuem um modelo reduzido denominado *meia-concha* como intermediário entre o ITC e o ITE.
- Atrás da orelha (BTE – *Behind-The-Ear*): são compostos de duas partes onde uma é posicionada atrás da orelha e contém a eletrônica. O som é então conduzido através de um tubo até um molde feito para a orelha do usuário.
- Alto-falante na orelha (RITE – *Receiver-In-The-Ear*) e alto-falante no canal (RIC – *Receiver-In-Canal*): estes modelos são variações do BTE em que o alto-falante situa-se na orelha ou no canal acústico. Fios finos fazem a conexão com o restante da eletrônica.



Figura 2.6: Alguns tipos de aparelhos auditivos (SONIC, 2008).

No Brasil, a Portaria nº 587 de 07 de Outubro de 2004, classifica os aparelhos auditivos como tipo A, B ou C. O que distingue cada uma destas tecnologias são suas características e recursos eletroacústicos (Tabela 2.1).

Tabela 2.1: Classificação dos aparelhos auditivos no Brasil (SOLLA, 2004).

Recurso	Tecnologia		
	Tipo A	Tipo B	Tipo C
Programação	Não programável	Programável ou não	Programável
Modo de condução do som	Aérea ou óssea	Aérea ou óssea	Aérea
Controle de saída	Corte de picos ou compressão	Compressão	Compressão
Compressão	Monocanal	WDRC ³ mono ou multicanal	WDRC multicanal
Controles disponíveis	Ganho, corte de grave e/ou corte de agudo, controle para saída máxima	Ganho, corte de grave e/ou corte de agudo, controle para saída máxima, controle do limiar e/ou razão de compressão	Ganho, corte de grave e/ou corte de agudo, controle para saída máxima, controle do limiar e/ou razão de compressão e/ou controle das constantes de tempo da compressão
Controle de volume	Manual	Manual e/ou automático	Manual e/ou automático
Entradas alternativas	Bobina telefônica e/ou entrada de audio	Bobina telefônica e/ou entrada de áudio	Bobina telefônica e/ou entrada de áudio
Memórias	Única	Única ou multimemória	Única ou multimemória
Microfone	Omnidirecional ou direcional	Omnidirecional ou direcional	Omnidirecional ou direcional
Controle de ruído			Algoritmo para redução de ruído
Expansão			Expansão ⁴
Realimentação			Algoritmo para redução de realimentação (tipo passivo)

A Tabela 2.2 apresenta os principais fabricantes mundiais de aparelhos auditivos.

³WDRC: *Wide Dynamic Range Compression*.

⁴A expansão, ou *squelch*, é utilizada na atenuação de ruídos indesejados com baixa amplitude (DILLON, 2001).

Tabela 2.2: Principais fabricantes mundiais de aparelhos auditivos (CAMPBELL, 2010).

Fabricante	Escritório central
Audifon	Alemanha (Kölleda)
Bernafon	Suíça (Berna)
GN ReSound	Dinamarca (Copenhagen)
Oticon	Dinamarca (Smørum)
Phonak LLC	Suíça (Staefa)
Siemens Hearing Instruments Inc	Alemanha (Erlangen)
Sonic Innovations	Estados Unidos (Salt Lake City)
Starkey	Estados Unidos (Washington)
Unitron	Canadá (Kitchener)
Widex	Dinamarca (Alleroed)

A Figura 2.7 apresenta o diagrama em blocos dos estágios de processamento de um aparelho auditivo moderno. 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, tema deste trabalho, que visa eliminar os efeitos causados pela realimentação acústica que ocorre quando o sinal gerado pelo alto-falante é captado pelos microfones.

Em paralelo, um sistema de classificação configura os parâmetros dos algoritmos mencionados conforme o ambiente acústico (fala, música ou ruído). A alteração de volume ou de programa, realizada manual ou automaticamente, é geralmente sinalizada com bipes sonoros mas alguns aparelhos possuem sintetizador MIDI⁵ e são capazes de reproduzir pequenas melodias. Estas mudanças, assim como outras configurações do aparelho, são registradas e formam um histórico para futuros ajustes ou ajustes contínuos através de algoritmos de aprendizado. Por último, alguns aparelhos possuem comunicação por bobina (*telecoil*) para recepção de sinais de televisão e telefone e comunicação sem fio entre os aparelhos auditivos de cada uma das orelhas (OTICON, 2007).

⁵MIDI: *Musical Instrument Digital Interface*.

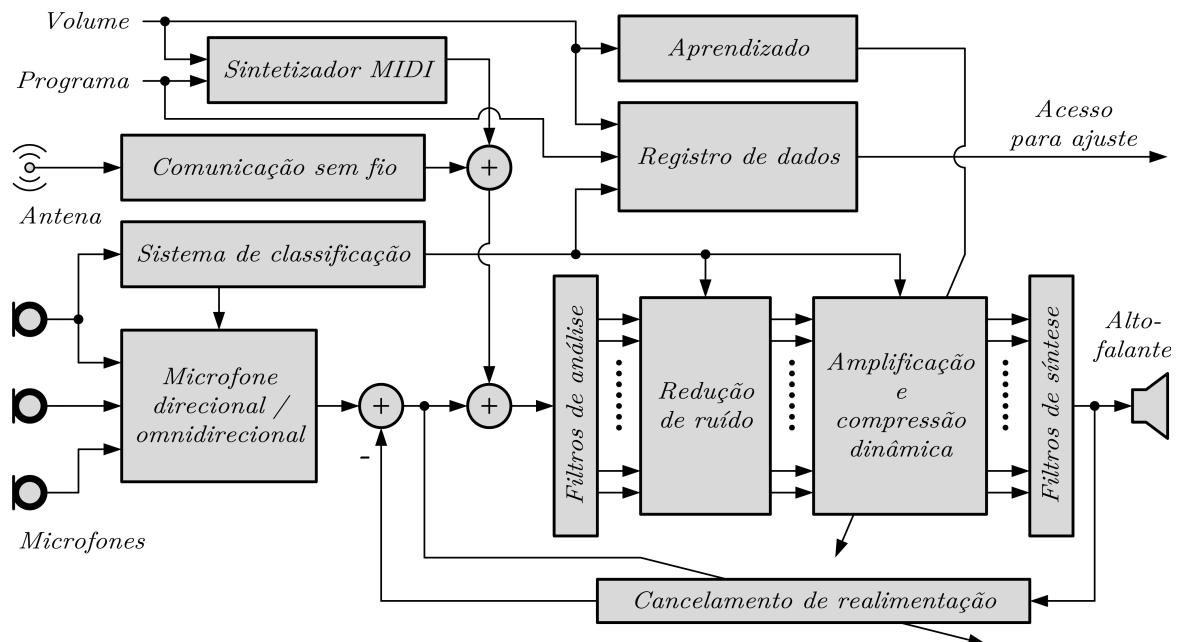


Figura 2.7: Estágios de processamento de um aparelho auditivo moderno (PUDER, 2009).

2.3.1 Efeito de Oclusão e Realimentação Acústica

Ao se bloquear completamente ou parcialmente o canal acústico, tem-se a sensação de *ouvido fechado*. Nesta situação, a própria voz é amplificada, principalmente nas baixas frequências, devido à transmissão pelo crânio até o canal acústico. Assim, a voz da própria pessoa soará bastante grave, como se estivesse resfriada ou falando dentro de um tambor. Esse efeito é conhecido como *efeito de oclusão* e é desconfortável para usuários de aparelho auditivo (VASIL; CIENKOWSKI, 2006; MEJIA; DILLON; FISHER, 2008).

Para minimizar o efeito de oclusão, uma parte do canal acústico é deixada desobstruída através de um orifício de ventilação (Figura 2.8). Observando-se atentamente a Figura 2.6, nota-se a presença desse orifício na parte inferior dos aparelhos CIC, ITC e ITE. No caso do modelo BTE, o orifício de ventilação está contido no molde que se encaixa na orelha.

A abertura de um duto de ventilação garante maior conforto ao usuário, mas ao mesmo tempo, favorece a realimentação acústica. O sinal de voz gerado pelo alto-falante sofre distorções, pois é reinserido no aparelho através do microfone, podendo levar o sistema à instabilidade. Muitas vezes essas distorções não são perceptíveis, mas a instabilidade gera tons

extremamente incômodos para o usuário e que podem ser ouvidos por outras pessoas (HAYES; LUO, 2003).

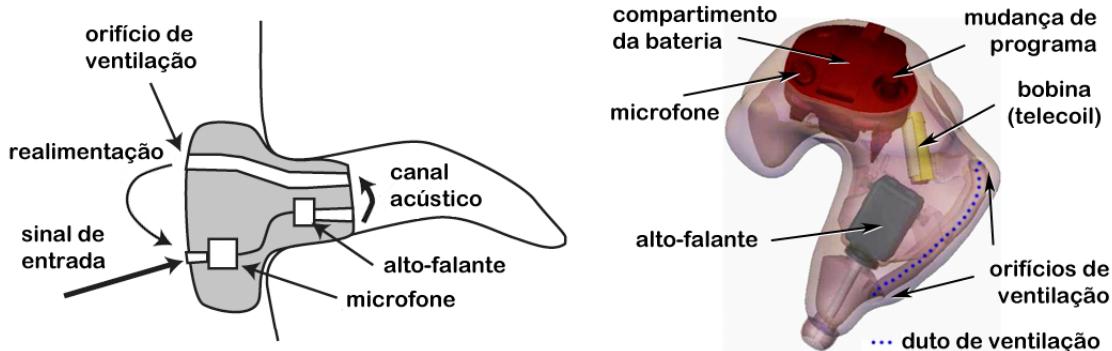


Figura 2.8: Realimentação e ventilação em um aparelho auditivo (AZERNIKOV, 2010).

A redução do efeito da realimentação acústica devido ao duto de ventilação possibilita que a amplificação necessária seja alcançada. Nas seções seguintes, tem-se uma revisão da teoria de sistemas realimentados e de técnicas de cancelamento de realimentação.

2.4 Sistemas Realimentados

De forma geral, os sistemas realimentados contínuos possuem a configuração da Figura 2.9. $G(s)$ representa o *caminho direto* e, por convenção, a saída do *caminho de realimentação* $H(s)$ é subtraída do sinal de entrada, caracterizando assim uma realimentação negativa.

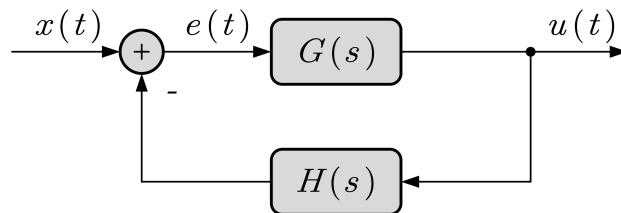


Figura 2.9: Sistema realimentado básico.

2.4.1 Estabilidade de Sistemas Realimentados

Para o sistema realimentado da Figura 2.9 tem-se a função de transferência de malha fechada

$$\frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (2.1)$$

Os pólos da função de transferência de malha fechada determinam a estabilidade do sistema realimentado e são determinados pelas raízes da equação característica:

$$1 + G(s)H(s) = 0 \quad (2.2)$$

A solução desta equação resulta em pólos que apresentam módulo e fase:

$$|G(s)H(s)| = 1 \quad \text{e} \quad \angle G(s)H(s) = 180^\circ \quad (2.3)$$

A estabilidade entrada-saída de sistemas lineares e invariantes no tempo é definida seguindo o conceito de estabilidade BIBO⁶: toda entrada limitada em amplitude deve produzir uma saída também limitada em amplitude. Para isto, a resposta ao impulso do sistema deve ser absolutamente integrável, o que requer que os pólos da função de transferência de malha fechada tenham a parte real negativa (CHEN, 1998). Desta forma, para um pólo em $s_0 = \sigma_0 + j\omega_0$, a estabilidade é garantida com $\sigma_0 < 0$.

A estabilidade neutra ou marginal ocorre com $\sigma_0 = 0$ e as condições de módulo e ângulo mantêm-se para $s = j\omega$ na Equação (2.3). Geralmente, o sistema torna-se menos estável com o aumento do *ganho de malha aberta* da função de transferência de malha aberta $G(s)H(s)$, podendo-se definir o seguinte critério de estabilidade:

$$|G(j\omega)H(j\omega)| < 1 \quad \text{para} \quad \angle G(j\omega)H(j\omega) = 180^\circ \quad (2.4)$$

Este critério é válido para sistemas em que o aumento de ganho de malha aberta leva à instabilidade e nos quais $|G(j\omega)H(j\omega)|$ tem magnitude unitária para um único valor deste

⁶BIBO: *Bounded-input bounded-output*.

ganho. Esta é a situação mais comum; porém, existem sistemas em que o aumento do ganho pode levá-lo da instabilidade à estabilidade (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2001).

2.4.2 Margens de Estabilidade

Pode-se ter um sistema estável em uma situação em que uma pequena alteração de ganho pode levá-lo à instabilidade. Duas figuras de mérito comumente usadas na avaliação da estabilidade de um sistema são a *margem de ganho (MG)* e a *margem de fase (MF)*, ambas diretamente ligadas ao critério de estabilidade da Equação (2.4).

A *MG* é o fator pelo qual o ganho pode ser aumentado, mantendo o sistema estável. Este fator é calculado pela razão entre $|G(j\omega)H(j\omega)| = 1$ e $|G(j\omega)H(j\omega)|$ para uma frequência de cruzamento ω_1 tal que (OGATA, 2001):

$$MG = \frac{1}{|G(j\omega_1)H(j\omega_1)|}, \quad MG_{dB} = -20 \log |G(j\omega_1)H(j\omega_1)|, \quad \angle G(j\omega_1)H(j\omega_1) = 180^\circ \quad (2.5)$$

Analogamente, a *MF* representa o deslocamento de fase que pode ser introduzido no sistema sem torná-lo instável. Este fator é calculado pelo quanto a fase de $G(j\omega)H(j\omega)$ excede -180° para uma frequência ω_2 tal que $|G(j\omega_2)H(j\omega_2)| = 1$.

Desta forma, caso $|MG_{dB}| < 0$ ($|MG| < 1$) ou $MF < 0$, tem-se um sistema instável. As definições de margem de ganho e margem de fase são as mesmas para sistemas realimentados discretos e as funções de transferência no domínio Z podem ser avaliadas fazendo-se $z = e^{j\omega}$ (OPPENHEIM; WILLSKY; NAWAB, 1996).

2.5 Técnicas de Cancelamento de Realimentação

Diversos métodos têm sido usados no cancelamento da realimentação acústica em aparelhos auditivos. Como o controle da estabilidade dá-se pelo controle do ganho de malha aberta, pode-se atuar sobre o caminho direto ou sobre o caminho de realimentação. Assim, de forma geral, os métodos podem ser divididos em duas categorias de acordo com o caminho sobre o qual é

feito o cancelamento: o caminho direto ou o caminho de realimentação.

2.5.1 Técnicas de Cancelamento sobre o Caminho Direto

A atuação sobre o caminho direto consiste em modificá-lo de forma que seja estável em conjunto com o caminho de realimentação. A técnica mais comum de modificação do caminho direto é a filtragem com filtros notch, porém existem outras soluções como a inserção de não-linearidades e a equalização de fase da resposta em malha aberta (WANG; HARJANI, 1993).

2.5.1.1 Filtragem com Filtros Notch

Os filtros notch são capazes de reduzir o ganho em uma estreita faixa de frequência de forma precisa quando ocorrem oscilações (MAXWELL; ZUREK, 1995; KLINKBY, 2009; GIL-CACHO et al., 2009). Porém, comumente as oscilações ocorrem em frequências isoladas, o que requer a utilização de diversos filtros (WEAVER; LOBKIS, 2006). Além disso, a supressão de uma frequência também pode gerar oscilação em outra frequência (KLINKBY; FOEH; THIEDE, 2008).

Contudo, a maior desvantagem desta estratégia é o fato de ser reativa; ou seja, para que as frequências das oscilações sejam identificadas, estas devem primeiro se manifestar.

2.5.1.2 Inserção de Não-linearidades e Equalização de Fase

As técnicas de inserção de não-linearidades no caminho direto incluem o deslocamento em frequência (SCHROEDER, 1964), uso de atraso variável no tempo (BUSTAMANTE; WORRALL; WILLIAMSON, 1989) e a modulação de fase (NIELSEN; SVENSSON, 1999).

No entanto, assim como os filtros notch, estas técnicas atuam sobre o caminho de processamento do aparelho auditivo afetando a qualidade do sinal de voz (SPRIET et al., 2006).

2.5.2 Técnicas de Cancelamento sobre o Caminho de Realimentação

Nesse tipo de estratégia, gera-se uma estimativa do caminho de realimentação para cancelar o sinal realimentado, procedimento que vem se tornando o estado da arte (HAMACHER et al., 2006). A Figura 2.10 traz a estrutura básica de cancelamento, que faz uso do denominado *método direto*. Nesta figura, $x(t)$ é o sinal sonoro de entrada do aparelho auditivo, o filtro⁷ w^o é a resposta ao impulso do caminho de realimentação, representando as transformações associadas ao sinal de saída do alto-falante até sua captação no microfone, o filtro adaptativo $w(n)$ é a estimativa do caminho de realimentação e a função de transferência $G(z)$ é o caminho direto, representando o processamento realizado de modo a propiciar uma melhor qualidade de audição ao usuário. A região pontilhada define o aparelho auditivo.

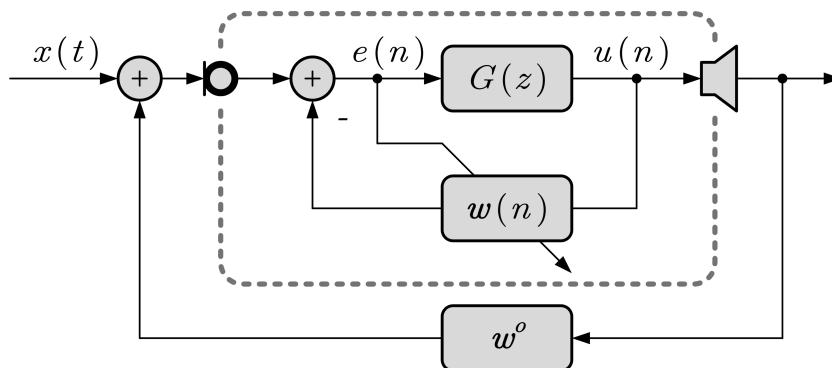


Figura 2.10: Estrutura adaptativa de cancelamento.

Técnicas adaptativas de cancelamento sobre o caminho de realimentação podem ser classificadas em algoritmos com adaptação contínua e algoritmos com adaptação não-contínua (GRAUPE; GROSSPIETSCH; BASSEAS, 1988; KATES, 1991; MAXWELL; ZUREK, 1995; GREENBERG; ZUREK; BRANTLEY, 2000; FANG; WILSON; GILES, 2002). No segundo caso, os coeficientes de $w(n)$ são adaptados somente em momentos de silêncio ou quando oscilações são detectadas (YANG, 2006), caracterizando assim, uma abordagem reativa, portanto, menos confortável para o usuário. Desta forma, o foco será dado aos algoritmos com adaptação contínua, amplamente usados em aparelhos auditivos (CHUNG, 2004b).

⁷Neste trabalho, variáveis escalares são representadas por letras minúsculas, vetores por letras minúsculas em negrito e matrizes por letras maiúsculas em negrito.

Adota-se neste trabalho que os coeficientes de $\mathbf{w}(n)$ são adaptados continuamente para minimizar $e(n)$. Uma possibilidade é a minimização no sentido quadrático médio, ou seja, no caso de sinais reais, minimiza-se a função $J = \text{E}\{e^2(n)\}$ em que $\text{E}\{\cdot\}$ é o valor esperado estatístico. Assume-se, inicialmente, que os coeficientes do filtro de cancelamento são fixos, tal que $\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}$, que $x(n)$ são as amostras do sinal contínuo $x(t)$ e que $\mathbf{u}^T(n)\mathbf{w}^o$ é a parcela do sinal de entrada amostrado referente à realimentação, então (Figura 2.10):

$$e(n) = x(n) + \mathbf{u}^T(n)[\mathbf{w}^o - \mathbf{w}] \quad (2.6)$$

onde os vetores $\mathbf{u}(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-M+1)]^T$, $\mathbf{w}^o = [w_1^o, w_2^o, \dots, w_M^o]^T$ e $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T$. Assim, elevando $e(n)$ ao quadrado e aplicando o valor esperado

$$\text{E}\{e^2(n)\} = \mathbf{w}^{oT} \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}^o - 2\mathbf{w}^{oT} \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w} + \mathbf{w}^T \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w} - 2\mathbf{r}_{xu}^T \mathbf{w}^o - 2\mathbf{r}_{xu}^T \mathbf{w} + \text{E}\{x^2(n)\} \quad (2.7)$$

onde $\mathbf{R}_{uu} = \text{E}\{\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^T(n)\}$ e $\mathbf{r}_{xu} = \text{E}\{x(n)\mathbf{u}(n)\}$. Através das identidades (KAY, 1993)

$$\frac{\partial \mathbf{b}^T \boldsymbol{\theta}}{\partial \boldsymbol{\theta}} = \mathbf{b} \quad \text{e} \quad \frac{\partial \boldsymbol{\theta}^T \mathbf{A} \boldsymbol{\theta}}{\partial \boldsymbol{\theta}} = 2\mathbf{A} \boldsymbol{\theta}$$

onde $\boldsymbol{\theta}$ é um vetor coluna e \mathbf{A} é uma matriz, tem-se que

$$\frac{\partial \text{E}\{e^2(n)\}}{\partial \mathbf{w}} = -2\mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}^o + 2\mathbf{R}_{uu} \mathbf{w} - 2\mathbf{r}_{xu} \quad (2.8)$$

Finalmente, igualando a equação a zero e assumindo \mathbf{R}_{uu} definida positiva, tem-se que o valor de mínimo da função custo é dado por

$$\bar{\mathbf{w}}^* = \mathbf{w}^o + \underbrace{\mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{r}_{xu}}_{\text{polarização}} \quad (2.9)$$

Pela Equação (2.9), nota-se que a correlação entre o sinal de entrada $x(n)$ e o vetor de saída $\mathbf{u}(n)$ torna a estimativa do caminho de realimentação polarizada pelo termo $\mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{r}_{xu}$ (SIQUEIRA; ALWAN, 2000; SPRIET, 2004; MALUENDA, 2009). Esta polarização pode ser reduzida pelas técnicas de descorrelação apresentadas na Seção 2.5.1.2, mantendo os problemas já destacados.

2.5.2.1 Adição de Atrasos

Uma técnica simples para a minimização do problema de polarização abordado no item anterior consiste na inserção de atrasos no caminho direto $G(z)$ ou no caminho de cancelamento (na entrada de $\mathbf{w}(n)$) (SIQUEIRA; ALWAN, 2000). No entanto, no primeiro caso, a descorrelação é limitada, pois atrasos de 6 a 8 ms são percebidos por alguns usuários e a inteligibilidade do sinal é afetada para atrasos maiores que cerca de 10 ms (CHUNG, 2004a). No segundo caso, 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.

2.5.2.2 Uso de Conhecimento A Priori sobre o Caminho de Realimentação

O conhecimento *a priori* sobre o caminho de realimentação \mathbf{w}^o também tem sido usado na redução da polarização. Uma primeira abordagem é a adaptação restringida na qual adiciona-se, à função J , um termo regulado por um fator η para penalizar desvios excessivos entre $\mathbf{w}(n)$ e o filtro de referência \mathbf{w}_{ref} (KATES, 1999; KATES; MELANSON, 2002):

$$J = E\{e^2(n)\} + \eta[\mathbf{w} - \mathbf{w}_{ref}]^T[\mathbf{w} - \mathbf{w}_{ref}] \quad (2.10)$$

resultando em um ponto de mínimo dado por

$$\bar{\mathbf{w}}^* = [\mathbf{R}_{uu} + \eta\mathbf{I}]^{-1}[\mathbf{R}_{uu}\mathbf{w}^o + \mathbf{r}_{xu} + \eta\mathbf{w}_{ref}] \quad (2.11)$$

Além de se alterar a função J , pode-se também manter uma parte de $\mathbf{w}(n)$ fixa de acordo com conhecimento a priori sobre \mathbf{w}^o (KAELIN; GRUNIGEN, 2000). Contudo, o caminho de realimentação pode sofrer alterações consideráveis, fazendo com que os coeficientes fixos \mathbf{w}_{ref} não sejam sempre ideais para ponderar a adaptação de $\mathbf{w}(n)$.

Outra abordagem consiste em aplicar o cancelamento apenas na banda de frequência onde ocorrem as oscilações (CHI et al., 2003; RAFAELY; SHUSINA; HAYES, 2003; GAO; SOLI; CHI, 2007). Nessa situação, utilizam-se filtros passa-alta ou passa-banda sobre $e(n)$ e $u(n)$, deixando para

o filtro adaptativo, apenas a faixa de frequências críticas. No entanto, a faixa de frequência das oscilações se expande com o aumento do ganho do aparelho auditivo. Assim, para garantir a estabilidade do algoritmo, a largura de banda dos filtros não pode ser muito pequena (SPRIET et al., 2006).

2.5.2.3 Métodos de Identificação de Sistemas em Malha Fechada

O problema de cancelamento de realimentação pode ser visto como um problema de identificação de sistemas em malha fechada. Redesenha-se a estrutura da Figura 2.10 acrescentando-se uma entrada adicional $r(n)$.

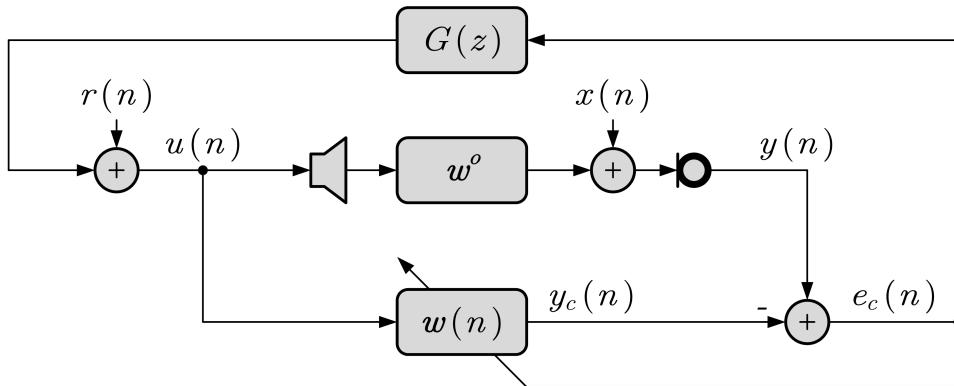


Figura 2.11: Cancelamento de realimentação como um problema de identificação de sistemas.

Os métodos de identificação em malha fechada são classificados de acordo com três abordagens: direta, indireta e entrada-saída conjunta (FORSELL; LJUNG, 1999). As duas últimas utilizam um sinal artificial $r(n)$ adicional na identificação, normalmente ruído branco. No entanto, esta excitação deve ser mantida abaixo do limiar de audição para evitar que seja percebida pelo usuário, restringindo estas abordagens aos usuários com perdas auditivas mais severas (SHUSINA; RAFAELY, 2006).

A abordagem direta, além de não fazer uso do sinal extra $r(n)$, também não requer a especificação de $G(z)$ que pode, por exemplo, ser não-linear. Todavia, devido à correlação entre $x(n)$ e $u(n)$, a maioria dos métodos de identificação de sistemas em malha fechada não obtém uma estimativa não-polarizada do caminho de realimentação. Assim, a abordagem direta só é aplicável com o método de erro de predição e alguns métodos de subespaço (FORSELL, 1999).

2.5.2.4 Método de Erro de Predição

Neste método, o sinal de voz $x(n)$ é modelado por um ruído branco $\eta(n)$ processado por um sistema linear $H(z)$. Esta modelagem é apresentada na Seção 2.7. Inicialmente, o método foi proposto com o emprego de uma estimativa fixa para $H(z)$ (HELLGREN; URBAN, 2001; HELLGREN, 2002). No entanto, na prática $H(z)$ é desconhecido e variante no tempo. Portanto uma estimativa de forma adaptativa é mais adequada. Assim, surgiu a estrutura da Figura 2.12 (SPRIET et al., 2005a). O filtro $q(n)$ é um filtro de erro de predição, a sua cópia, $\hat{q}(n)$, é atualizada a cada amostra de entrada. O filtro w_c é uma cópia de $w(n)$ seguindo alguma estratégia de cópia que pode ser realizada amostra a amostra ou de tempos em tempos.

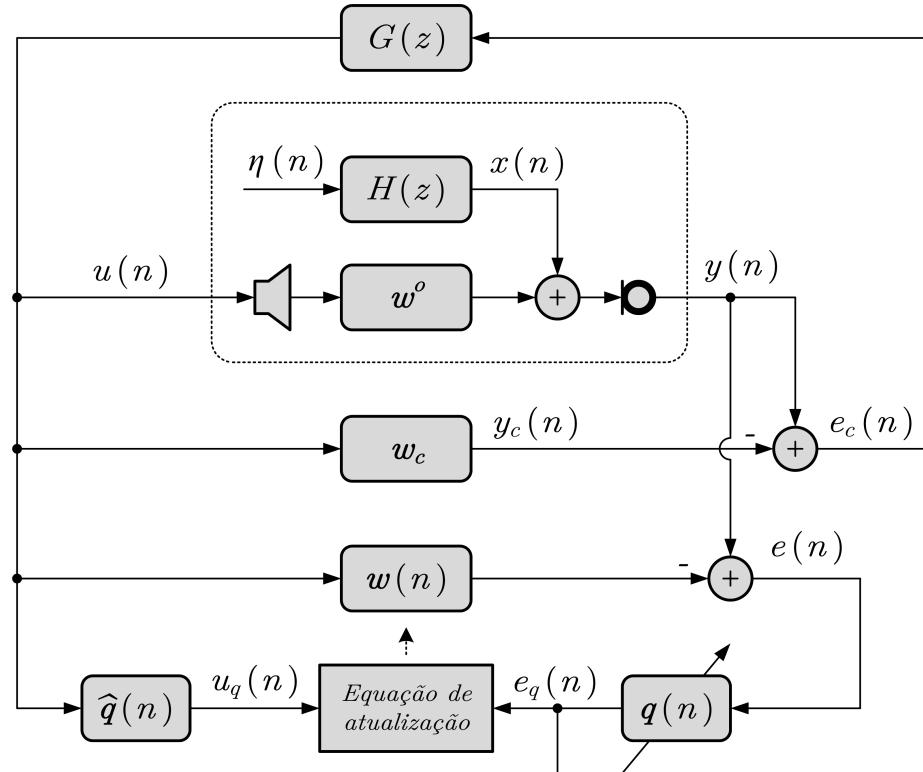


Figura 2.12: Método de erro de predição.

Pela minimização da função $J = E\{e_q^2(n)\}$, percebe-se como o método pode obter uma estimativa não polarizada do caminho de realimentação. A derivação a seguir foi originalmente apresentada por Maluenda (2009). Assumindo adaptação lenta, os filtros são considerados invariantes no tempo, podendo-se expressar $e_q(n)$ como (MALUENDA, 2009, eq. 3.11)

$$e_q(n) = x_q(n) + \mathbf{u}_q^T(n)[\mathbf{w}^o - \mathbf{w}] \quad (2.12)$$

onde $x_q(n)$ representa $x(n)$ filtrado por $q(n)$. Com isto calcula-se $E\{e_q^2(n)\}$:

$$E\{e_q^2(n)\} = 2\mathbf{r}_{xquq}^T [\mathbf{w}^o - \mathbf{w}] + [\mathbf{w}^o - \mathbf{w}]^T \mathbf{R}_{uquq} [\mathbf{w}^o - \mathbf{w}] \quad (2.13)$$

onde $\mathbf{R}_{uquq} = E\{\mathbf{u}_q(n)\mathbf{u}_q^T(n)\}$ e $\mathbf{r}_{xquq} = E\{x_q(n)\mathbf{u}_q(n)\}$.

Finalmente iguala-se o gradiente de (2.13) em relação aos coeficientes \mathbf{w} a zero a fim de minimizar a função $J = E\{e_q^2(n)\}$

$$\frac{\partial E\{e_q^2(n)\}}{\partial \mathbf{w}} = -2\mathbf{R}_{uquq}\mathbf{w}^o + 2\mathbf{R}_{uquq}\mathbf{w} - 2\mathbf{r}_{xquq} = 0 \quad (2.14)$$

$$\tilde{\mathbf{w}}^* = \mathbf{w}^o + \underbrace{\mathbf{R}_{uquq}^{-1} \mathbf{r}_{xquq}}_{\text{polarização}} \quad (2.15)$$

A estimativa obtida em (2.15) é semelhante a (2.9) com os sinais $u(n)$ e $x(n)$ filtrados por $q(n)$. Neste caso a polarização é regulada pela correlação entre $x_q(n)$ e o vetor $\mathbf{u}_q(n)$, a qual pode ser reduzida pela filtragem realizada por $q(n)$. Como $x(n)$ é modelado por um ruído branco $\eta(n)$ processado por $H(z)$, quanto mais $q(n)$ se aproximar do inverso de $H(z)$, mais $x_q(n)$ será branco e menor será a polarização (Figura 2.13). Por esta razão, o filtro de erro de predição é também chamado de filtro branqueador.

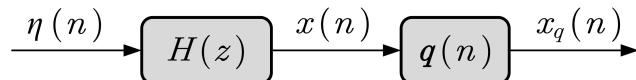


Figura 2.13: Filtro branqueador aplicado sobre $x(n)$.

A proposta de pré-branqueamento surgiu para aumentar a velocidade de algoritmos adaptativos aplicados ao cancelamento de eco (MBOUP; BONNET, 1991; MBOUP; BONNET; BERSHAD, 1994). Nesses trabalhos pioneiros, sugeriu-se que a adaptação do filtro preditor fosse feita sobre $u(n)$ e não sobre $e(n)$ como mostrado na Figura 2.12. No entanto, a adaptação sobre $e(n)$ é vantajosa, pois o sinal de entrada é processado com minimização das alterações provocadas pelo caminho direto $G(z)$ (LEBER; SCHAUB, 2003).

Spriet et al. (2005b) sugeriram uma variação da estrutura inicialmente proposta, envolvendo o reposicionamento dos filtros preditores como mostrado na Figura 2.14. Sob a hipótese de

adaptação lenta, a Equação (2.12), assim como a solução encontrada na Equação (2.15), ainda se aplicam. Desta forma, o comportamento em regime permanente permanece praticamente o mesmo. Porém, com esta modificação, o algoritmo mostrou-se mais robusto a variações bruscas do caminho de realimentação e dos coeficientes do filtro adaptativo (SPRIET et al., 2005b; SPRIET et al., 2006). Adicionalmente, neste caso as mudanças em $w(n)$ não sofrem o atraso de grupo imposto por $q(n)$.

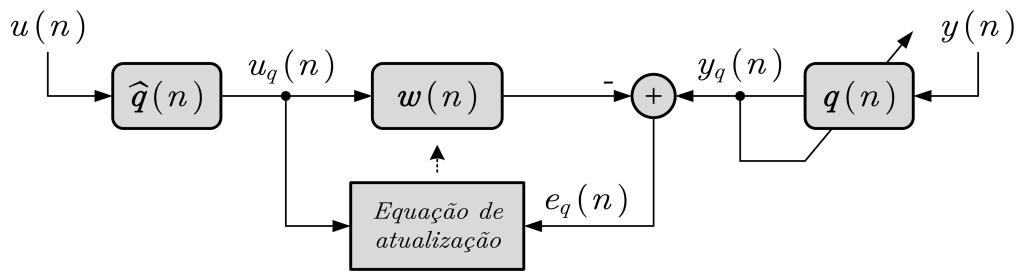


Figura 2.14: Proposta de posicionamento dos filtros preditores (SPRIET et al., 2005b).

2.6 Algoritmo LMS

Nas seções posteriores, utiliza-se o algoritmo LMS⁸ de filtragem adaptativa na estrutura de cancelamento de realimentação para atualização do vetor de coeficientes. Este algoritmo foi introduzido por Widrow e Hoff (1960), sendo amplamente usado devido à sua simplicidade, eficiência computacional e boa performance em diversas condições de operação (MANOLAKIS; INGLE; KOGON, 2005). O diagrama em blocos é ilustrado na Figura 2.15, sendo constituído por um processo de filtragem e um processo de adaptação (HAYKIN, 2001).

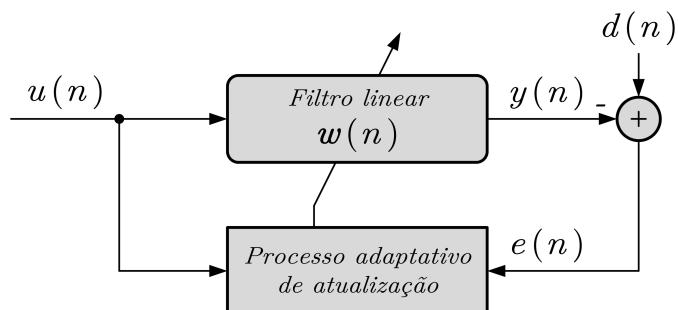


Figura 2.15: Diagrama em blocos do algoritmo LMS.

⁸LMS: *Least-Mean-Square*.

O processo de filtragem consiste em aplicar um filtro linear com coeficientes representados pelo vetor $\mathbf{w}(n)$ ao sinal de entrada $u(n)$ para gerar uma estimativa $y(n)$ do sinal desejado $d(n)$. A diferença entre $d(n)$ e $y(n)$ produz o sinal de erro $e(n)$. No processo adaptativo, os coeficientes $\mathbf{w}(n)$ são ajustados para que $y(n)$ seja uma melhor estimativa de $d(n)$ no sentido médio quadrático. Inicialmente, calcula-se o produto entre $e(n)$ e $u(n-k)$ para $k = 0, 1, \dots, M-1$ onde M é o comprimento do filtro $\mathbf{w}(n)$. Em seguida, aplica-se um fator de escala positivo μ , que controla a velocidade de adaptação, sendo o resultado somado ao coeficiente $w_k(n)$ na iteração $n+1$. Para uma análise teórica detalhada do comportamento do algoritmo LMS, consultar Haykin (2001). De forma sucinta, para sinais reais, tem-se as seguintes etapas:

$$1. \text{ Filtragem:} \quad y(n) = \mathbf{w}^T(n) \mathbf{u}(n) \quad (2.16)$$

$$2. \text{ Cálculo do erro:} \quad e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.17)$$

$$3. \text{ Adaptação dos coeficientes:} \quad \mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{u}(n) e(n) \quad (2.18)$$

onde $\mathbf{u}(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-M+1)]^T$ e $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T$.

2.7 Modelagem do Sinal de Voz

O modelo usual para o processo de produção da fala é apresentado na Figura 2.16. Neste modelo, separa-se os efeitos da fonte de excitação e do trato vocal⁹ modulante. Esta abordagem fonte-filtro é a base de, praticamente, todos os sistemas de reconhecimento, análise e síntese de voz em uso atualmente (LOIZOU, 2007).

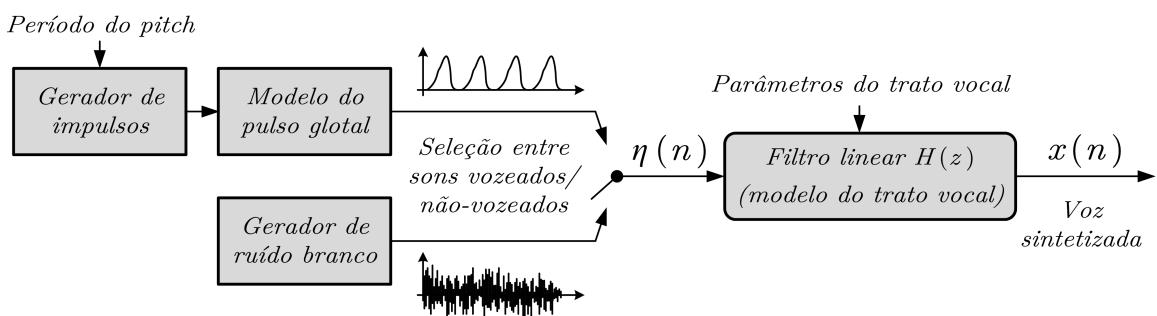


Figura 2.16: Modelo para síntese de voz. Modificado de Rabiner e Schafer (1978).

⁹O trato vocal é a passagem irregular da laringe até os lábios e as cavidades nasais (PLACK, 2005).

A forma da excitação $\eta(n)$ difere se o som a ser produzido é do tipo vozeado ou não-vozeado:

- Sons vozeados (como /a/ em *ave*, por exemplo¹⁰) são produzidos por uma excitação quase periódica do trato vocal. No modelo da Figura 2.16, um gerador produz uma sequência de impulsos com período fundamental igual ao período do *pitch*¹¹. Estes impulsos são convertidos em uma sequência de pulsos glóticos através de um modelo do pulso glotal; o sinal resultante serve de excitação para um filtro linear que modela o efeito 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 (RABINER; SCHAFER, 1978). Usualmente, utiliza-se a distribuição gaussiana (SUGIYAMA; IKEDA; HIRANO, 2002).

Neste trabalho, de forma a simplificar a representação dos sinais de fala, a modelagem considera apenas os sons não-vozeados. Essa limitação de modelagem é comum na análise do comportamento de aparelhos auditivos (MALUENDA, 2009; SPRIET, 2004; SIQUEIRA; ALWAN, 2000).

Para a determinação do sistema linear $H(z)$ que modela o trato vocal (Figura 2.16), utiliza-se o conhecimento de que uma amostra do sinal de voz pode ser adequadamente aproximada por uma combinação linear de seus valores passados, associada a uma parcela de inovação $\eta(n)$, ou seja, por predição linear (MAKHOUL, 1975; BENESTY; CHEN; HUANG, 2008). Assim, $x(n)$ pode ser expresso como

$$x(n) = G_s \eta(n) - \sum_{l=1}^L h_l x(n-l) \quad (2.19)$$

onde h_1, h_2, \dots, h_L são os coeficientes de predição linear; G_s está associado à variância da inovação. Com isto, tem-se o sinal de voz modelado por um processo AR (autorregressivo) de

¹⁰ Aqui o símbolo / · / indica um fonema, unidade básica da linguística.

¹¹ O *pitch* é definido pela ANSI (*American National Standards Institute*) como um atributo da sensação auditiva ligado à frequência do estímulo sonoro (PLACK, 2005).

ordem L, ou seja, pelo filtro linear $H(z)$ contendo apenas pólos:

$$H(z) = \frac{G_s}{1 + h_1 z^{-1} + h_2 z^{-2} + \dots + h_L z^{-L}} \quad (2.20)$$

excitado por um ruído branco. Os coeficientes de predição linear podem ser determinados minimizando-se a diferença entre um segmento de fala real e o sinal $x(n)$ de saída do modelo. Usualmente, a estimativa é feita para segmentos com duração de 10 a 30 ms, intervalo no qual a voz pode ser considerada estacionária (RABINER; SCHAFER, 1978). Neste trabalho, assume-se que $H(z)$ é fixo durante todo o processo de adaptação, como em (SIQUEIRA; ALWAN, 2000; SPRIET, 2004; MALUENDA, 2009).

3 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo, apresenta-se a estrutura de cancelamento de realimentação escolhida para o estudo e implementação. Introduz-se ainda, a uma pequena alteração que permite, em determinadas condições, inferências sobre o limite de estabilidade do sistema.

Em seguida, a análise apresentada em (MALUENDA, 2009) para o comportamento médio dos coeficientes dos filtros adaptativos é expandida, considerando-se que o número de coeficientes é insuficiente para a completa identificação do caminho acústico de realimentação e/ou do modelo de produção de voz.

Por último, tem-se uma descrição da plataforma de processamento de sinais utilizada e da câmara acústica desenvolvida para os testes práticos.

3.1 Estrutura de Cancelamento

Devido à natureza variante no tempo do caminho de realimentação, as técnicas de cancelamento adaptativas têm se mostrado vantajosas. Destas, destacam-se as baseadas na identificação de sistemas em malha fechada (SPRIET et al., 2006). Uma estrutura com tais características foi apresentada na Seção 2.5.2.4, sendo, neste trabalho, associada à alteração proposta em (SPRIET et al., 2005b).

A Figura 3.1 apresenta a estrutura de cancelamento abordada neste trabalho, onde a linha pontilhada separa a parte superior, considerada estacionária, da parte inferior, adaptativa. Com isto, assume-se que w_N^o e w_c são invariantes no tempo. Considera-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 w_c sejam mais curtos que o tempo de convergência do filtro (MALUENDA, 2009).

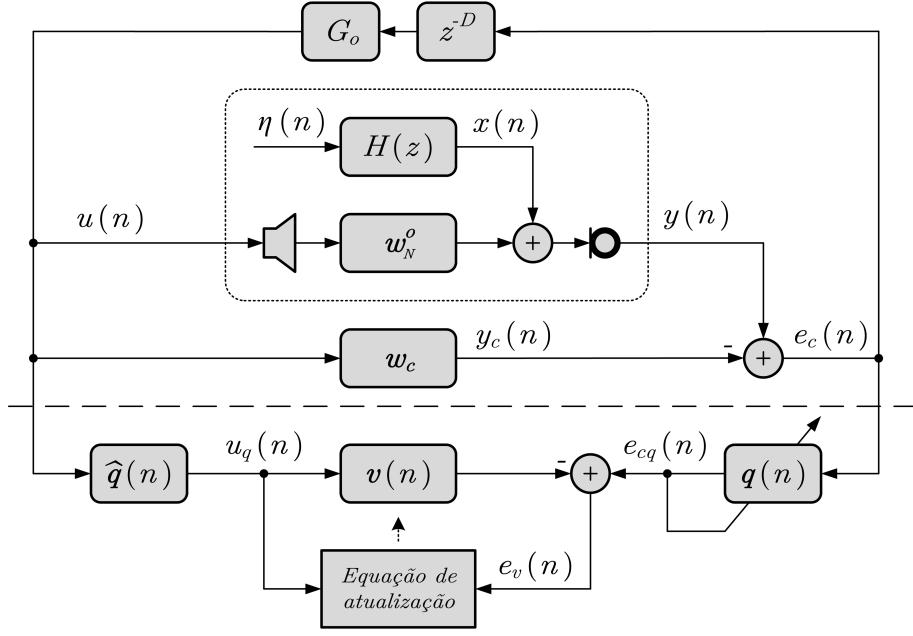


Figura 3.1: Estrutura para o cancelamento de realimentação.

Para fins de análise e simplificação do problema, o caminho direto $G(z)$ é representado pelo ganho G_0 em banda larga e um atraso de D amostras simulando o atraso de processamento. Essa aproximação tem sido utilizada em outros trabalhos da área (SPRIET et al., 2005a; SAKAI, 2007; CAO; LIU; ZHANG, 2009) sem perda significativa de informação¹. O atraso D auxilia na descorrelação entre $x(n)$ e o vetor de saída $\mathbf{u}(n)$, conforme visto na Seção 2.5.2.1. Os blocos compreendidos por um retângulo pontilhado representam o sistema a ser identificado: o modelo $H(z)$ para o sinal de voz $x(n)$ e o caminho de realimentação \mathbf{w}_N^o .

O mecanismo de atualização de $\mathbf{v}(n)$ é realizado através da minimização do erro quadrático médio $E\{e_v^2(n)\}$ (Seção 2.5.2.4). Assumindo-se coeficientes fixos e suficientes para os filtros adaptativos, tem-se $\mathbf{v}(n) = \bar{\mathbf{v}}$, $\mathbf{q}(n) = \bar{\mathbf{q}}$ e assim

$$e_v(n) = x_q(n) + \mathbf{u}_{qN}^T(n)[\mathbf{w}_N^o - \mathbf{w}_c - \bar{\mathbf{v}}] \quad (3.1)$$

onde $x_q(n)$ representa $x(n)$ filtrado por $\bar{\mathbf{q}}$ e $\mathbf{u}_{qN}(n) = [u_q(n), u_q(n-1), \dots, u_q(n-N+1)]^T$.

Procedendo-se de maneira análoga à Seção 2.5.2.4 tem-se:

$$\bar{\mathbf{v}}^* = \mathbf{w}_N^o - \mathbf{w}_c + \underbrace{\mathbf{R}_{uquq}^{-1} \mathbf{r}_{xquq}}_{\text{polarização}} \quad (3.2)$$

¹A condição de um sistema com maior complexidade e não-linearidade facilitaria a descorrelação entre $x(n)$ e $u(n)$, aproximando-se ainda mais das condições estatísticas ideais.

Logo, nesta estrutura, o objetivo de $v(n)$ é estimar a diferença entre o caminho de realimentação \mathbf{w}_N^o e a sua estimativa inicial \mathbf{w}_c . Em decorrência deste fato, a atualização de \mathbf{w}_c deve ser realizada através da adição do vetor $v(n)$ em vez de ser substituído pelo mesmo. Isso faz com que os coeficientes $v(n)$ sejam uma estimativa da parcela não cancelada do caminho acústico de realimentação. Simulações comparativas entre a estrutura apresentada na Figura 3.1 e a proposta por Spriet et al. (2005b) (Figuras 2.12 e 2.14) demonstraram o mesmo desempenho para ambas.

Como o caminho direto $G(z)$ é conhecido a priori, este pode ser usado em conjunto com $v(n)$ para estimar a margem de ganho internamente. Esta informação permite inferências sobre os limites de estabilidade, podendo ser utilizada em estratégias de atualização e/ou de aumento de ganho do sistema².

O cálculo exato da margem de ganho é complexo pois, conforme visto na Seção 2.4.2, depende de informações de módulo, ângulo e da busca pela frequência de cruzamento ω_1 . Em plataformas de testes de aparelhos auditivos, este cálculo é realizado externamente (MERKS, 2010). Ainda assim, $v(n)$ pode ser utilizado para obter a margem de ganho de forma aproximada, conforme proposto por Klinkby, Foeh e Thiede (2008) onde foram utilizadas as potências de entrada e de saída do filtro adaptativo.

3.2 Comprimento dos Filtros $v(n)$ e $q(n)$

Através da Equação (3.2) é possível observar que o filtro $v(n)$ deve possuir pelo menos N coeficientes para identificar corretamente o caminho de realimentação $\mathbf{w}_N^o - \mathbf{w}_c$. Na prática, o comprimento de $v(n)$ pode ser estimado inicialmente durante as etapas de ajuste do aparelho auditivo. Porém, como o caminho de realimentação pode sofrer alterações (Figura 3.19, por exemplo), existe a possibilidade do número de coeficientes de $v(n)$ ser insuficiente para identificar \mathbf{w}_N^o . Por outro lado, pode ser interessante reduzir arbitrariamente o número de co-

²Adicionalmente, a estimativa da diferença entre \mathbf{w}_N^o e \mathbf{w}_c ao invés de \mathbf{w}_c aumenta a probabilidade de coeficientes com amplitudes não-significativas e portanto permitiria o uso de técnicas de adaptação baseadas na esparsidade dos coeficientes, bem como de comprimento variável.

eficientes de $\mathbf{v}(n)$ de forma a diminuir a complexidade computacional do algoritmo. Como consequência, o comprimento insuficiente de $\mathbf{v}(n)$ ou $\mathbf{q}(n)$ pode comprometer a capacidade desses filtros na tarefa de cancelar os efeitos do caminho de realimentação.

A situação de comprimento deficiente em filtros adaptativos da família LMS pode ser analisada seguindo a formulação usada por Mayyas (2005). Para \mathbf{w}_N^o com comprimento N , sendo $\mathbf{v}(n)$ e \mathbf{w}_c de comprimento $M < N$, define-se

$$\mathbf{u}_{qM}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{u}}_q(n) \\ \mathbf{u}_q(n) \end{bmatrix} \quad \mathbf{w}_N^o = \begin{bmatrix} \mathbf{w}^o \\ \bar{\mathbf{w}}^o \end{bmatrix} \quad \begin{cases} \mathbf{w}^o = [w_1^o, w_2^o, \dots, w_M^o]^T \\ \bar{\mathbf{w}}^o = [w_{M+1}^o, w_{M+2}^o, \dots, w_N^o]^T \end{cases}$$

$$\mathbf{u}_{qN}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{u}}_q(n) \\ \mathbf{u}_q(n) \\ \bar{\mathbf{u}}_q(n) \end{bmatrix} \quad \begin{cases} \tilde{\mathbf{u}}_q(n) = [u_q(n), u_q(n-1), \dots, u_q(n-M_0+1)]^T \\ \mathbf{u}_q(n) = [u_q(n-M_0), u_q(n-M_0-1), \dots, u_q(n-M+1)]^T \\ \bar{\mathbf{u}}_q(n) = [u_q(n-M), u_q(n-M-1), \dots, u_q(n-N+1)]^T \end{cases}$$

onde $M_0 < M < N$, sendo M_0 o número de coeficientes fixos³ de $\mathbf{v}(n)$. O filtro cancelador é então dividido em parte fixa e parte adaptativa:

$$\mathbf{v}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{v}_a(n) \end{bmatrix} \quad \begin{cases} \mathbf{0} & = \text{vetor nulo de comprimento } M_0 \\ \mathbf{v}_a(n) & = [v_{M_0+1}(n), v_{M_0+2}(n), \dots, v_M(n)]^T \end{cases}$$

A equação de adaptação dos coeficientes para o filtro adaptativo é dada por:

$$\mathbf{v}_a(n+1) = \mathbf{v}_a(n) + \mu e_v(n) \mathbf{u}_q(n) \quad (3.3)$$

onde μ é o passo de adaptação, $e_v(n)$ é o sinal de erro e o vetor $\mathbf{u}_q(n)$ foi definido acima. O sinal de erro $e_v(n)$ é dado por

$$e_v(n) = e_{cq}(n) - \mathbf{u}_q^T(n) \mathbf{v}_a(n) \quad (3.4)$$

Considerando adaptação lenta de $\mathbf{q}(n)$ (MBOUP; BONNET; BERSHAD, 1994), tem-se

$$e_v(n) = x_q(n) + \mathbf{u}_{qM}^T(n) [\mathbf{w}^o - \mathbf{w}_c] + \bar{\mathbf{u}}_q^T(n) \bar{\mathbf{w}}^o - \mathbf{u}_q^T(n) \mathbf{v}_a(n) \quad (3.5)$$

³Assume-se que os M_0 coeficientes iniciais são nulos de forma a compensar o atraso inicial da resposta ao impulso do caminho de realimentação.

O comprimento deficiente para o filtro preditor é tratado de maneira análoga. O filtro adaptativo $q(n)$ é um filtro de erro de predição (PEF⁴) com a estrutura da Figura 3.2 (HAYKIN, 2001). Assim, os coeficientes do PEF são dados por $\mathbf{q}(n) = \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{p}(n) \end{bmatrix}$.

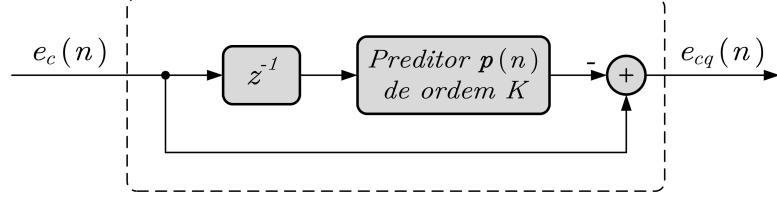


Figura 3.2: Filtro de erro de predição $q(n)$.

A equação de adaptação dos coeficientes para o preditor $p(n)$ é tal que

$$\mathbf{p}(n+1) = \mathbf{p}(n) + \rho e_{cq}(n) e_c(n-1) \quad (3.6)$$

onde ρ é o passo de adaptação, $e_c(n-1) = [e_c(n-1), e_c(n-2), \dots, e_c(n-K)]^T$. Conforme a Figura 3.2, o erro de predição $e_{cq}(n)$ é dado por

$$e_{cq}(n) = e_c(n) - \mathbf{e}_c^T(n-1) \mathbf{p}(n) \quad (3.7)$$

Para mostrar a influência do comprimento do filtro, desenvolve-se $e_c(n)$ até explicitar os coeficientes do processo autorregressivo H . Como \mathbf{w}_c é estacionário, o sinal de erro $e_c(n)$ na entrada do PEF é dado por

$$e_c(n) = x(n) - \mathbf{u}^T(n) \mathbf{v} \quad (3.8)$$

onde $\mathbf{u}(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-N+1)]^T$ e $\mathbf{v} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_c - \mathbf{w}^o \\ -\bar{\mathbf{w}}^o \end{bmatrix}$ é o vetor de erro entre \mathbf{w}_c e \mathbf{w}^o_N . Considerando $H(z)$ como a função de transferência dada pela Equação (2.20) com ganho $G_s = 1$, define-se então os vetores

$$\mathbf{h}_L = \begin{bmatrix} \mathbf{h} \\ \bar{\mathbf{h}} \end{bmatrix} \quad \begin{cases} \mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_K]^T \\ \bar{\mathbf{h}} = [h_{K+1}, h_{K+2}, \dots, h_L]^T \end{cases}$$

$$\mathbf{x}_L(n-1) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(n-1) \\ \bar{\mathbf{x}}(n-1) \end{bmatrix} \quad \begin{cases} \mathbf{x}(n-1) = [x(n-1), x(n-2), \dots, x(n-K)]^T \\ \bar{\mathbf{x}}(n-1) = [x(n-K-1), x(n-K-2), \dots, x(n-L)]^T \end{cases}$$

⁴PEF: Prediction-Error Filter.

Com isto, $x(n)$ é dado por

$$x(n) = \eta(n) - \mathbf{x}^T(n-1)\mathbf{h} - \bar{\mathbf{x}}^T(n-1)\bar{\mathbf{h}} \quad (3.9)$$

3.3 Comportamento Médio dos Coeficientes de $v(n)$ e $q(n)$

Nesta seção, as equações desenvolvidas por Maluenda (2009) serão expandidas para o caso de comprimento deficiente do filtro adaptativo e do preditor. Para possibilitar a tratabilidade matemática, desconsidera-se a atualização de \mathbf{w}_c , assumindo que a parte superior da estrutura da Figura 3.1 é estacionária.

3.3.1 Modelo para $v(n)$

Substituindo (3.5) na equação de adaptação de $v(n)$, obtém-se

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_a(n+1) &= \mathbf{v}_a(n) + \mu \mathbf{u}_q(n)[x_q(n) + \mathbf{u}_{qM}^T(n)[\mathbf{w}^o - \mathbf{w}_c] \\ &\quad + \bar{\mathbf{u}}_q^T(n)\bar{\mathbf{w}}^o - \mathbf{u}_q^T(n)\mathbf{v}_a(n)] \end{aligned} \quad (3.10)$$

Aplica-se a esperança, assumindo independência de $\mathbf{u}_q(n)\mathbf{u}_q^T(n)$ e $\mathbf{v}_a(n)$ (MINKOFF, 2001)

$$\mathbb{E}\{\mathbf{v}_a(n+1)\} = [\mathbf{I} - \mu \mathbf{R}_{uquq}] \mathbb{E}\{\mathbf{v}_a(n)\} + \mu \mathbf{R}_{uquqM} [\mathbf{w}^o - \mathbf{w}_c] + \mu \mathbf{R}_{uquq} \bar{\mathbf{w}}^o + \mu \mathbf{r}_{xquq} \quad (3.11)$$

onde

$$\mathbf{R}_{uquq} = \mathbb{E}\{\mathbf{u}_q(n)\mathbf{u}_q^T(n)\} \quad (3.12)$$

$$\mathbf{R}_{uquqM} = \mathbb{E}\{\mathbf{u}_q(n)\mathbf{u}_{qM}^T(n)\} \quad (3.13)$$

$$\mathbf{R}_{uquq} = \mathbb{E}\{\mathbf{u}_q(n)\bar{\mathbf{u}}_q^T(n)\} \quad (3.14)$$

$$\mathbf{r}_{xquq} = \mathbb{E}\{x_q(n)\mathbf{u}_q(n)\} \quad (3.15)$$

No Anexo A, encontram-se apresentadas as expressões desenvolvidas para estas esperanças. Estas expressões são semelhantes às encontradas em (MALUENDA, 2009). Passagens matemáticas que não foram apresentadas no trabalho original foram detalhadas e explicitadas, facilitando

sua futura utilização e expansão. Buscou-se também, otimizar o cálculo para que o modelo contivesse apenas uma equação do tipo (A.27).

No caso de comprimentos suficientes de $v(n)$ e de w_c ($M = N$), tem-se:

$$\mathbb{E}\{\mathbf{v}_a(n+1)\} = [\mathbf{I} - \mu \mathbf{R}_{uquq}] \mathbb{E}\{\mathbf{v}_a(n)\} + \mu \mathbf{R}_{uquqM} [\mathbf{w}^o - \mathbf{w}_c] + \mu \mathbf{r}_{xquq} \quad (3.16)$$

equivalente, para $M_0 = 0$, ao encontrado em Maluenda (2009, eq. 3.12).

3.3.2 Modelo em regime permanente para $v(n)$

Em regime permanente $\mathbb{E}\{\mathbf{v}(n+1)\} = \mathbb{E}\{\mathbf{v}(n)\} = \mathbb{E}\{\mathbf{v}(\infty)\}$. Para $\mu \neq 0$, (3.11) torna-se

$$\mathbb{E}\{\mathbf{v}_a(\infty)\} = \mathbf{R}_{uquq}^{-1} \mathbf{R}_{uquqM} [\mathbf{w}^o - \mathbf{w}_c] + \mathbf{R}_{uquq}^{-1} \mathbf{R}_{uquq} \bar{\mathbf{w}}^o + \mathbf{R}_{uquq}^{-1} \mathbf{r}_{xquq} \quad (3.17)$$

No caso de coeficientes suficientes ($M = N$) e $M_0 = 0$, tem-se

$$\mathbb{E}\{\mathbf{v}_a(\infty)\}|_{M=N} = \mathbf{w}_N^o - \mathbf{w}_c + \mathbf{R}_{uquq}^{-1} \mathbf{r}_{xquq} \quad (3.18)$$

ou seja, uma solução polarizada pelo termo de correlação cruzada r_{xquq} . A Equação (3.18) coincide com (MALUENDA, 2009, eq. 3.6).

3.3.3 Modelo para $q(n)$

Substituindo (3.7) na equação de adaptação de $p(n)$, obtém-se

$$\mathbf{p}(n+1) = \mathbf{p}(n) - \rho \mathbf{e}_c(n-1) \mathbf{e}_c^T(n-1) \mathbf{p}(n) + \rho \mathbf{e}_c(n) \mathbf{e}_c(n-1) \quad (3.19)$$

Calculando a esperança e assumindo independência dos termos $\mathbf{e}_c(n-1) \mathbf{e}_c^T(n-1)$ e $\mathbf{p}(n)$ (MINKOFF, 2001), tem-se

$$\mathbb{E}\{\mathbf{p}(n+1)\} = [\mathbf{I} - \rho \mathbf{R}_{ec ec}] \mathbb{E}\{\mathbf{p}(n)\} + \rho \mathbf{r}_{ec} \quad (3.20)$$

onde

$$\mathbf{R}_{ecec} = \mathbb{E}\{\mathbf{e}_c(n-1)\mathbf{e}_c^T(n-1)\} \quad (3.21)$$

$$\mathbf{r}_{ec} = \mathbb{E}\{\mathbf{e}_c(n)\mathbf{e}_c(n-1)\} \quad (3.22)$$

A Equação (3.20) é análoga à (MALUENDA, 2009, eq. 3.18), onde o PEF foi aplicado ao sinal $u(n)$. Pode-se expandir \mathbf{r}_{ec} através das equações (3.8) e (3.9):

$$\mathbf{r}_{ec} = -\mathbb{E}\{\mathbf{e}_c(n-1)\mathbf{x}^T(n-1)\}\mathbf{h} - \mathbb{E}\{\mathbf{e}_c(n-1)\bar{\mathbf{x}}^T(n-1)\}\bar{\mathbf{h}} - \mathbb{E}\{\mathbf{e}_c(n-1)\mathbf{u}^T(n)\}\mathbf{v} \quad (3.23)$$

onde $\mathbb{E}\{\mathbf{e}_c(n-1)\eta(n)\} = 0$. Desta forma, a Equação (3.20) torna-se

$$\mathbb{E}\{\mathbf{p}(n+1)\} = [\mathbf{I} - \rho\mathbf{R}_{ecec}]\mathbb{E}\{\mathbf{p}(n)\} - \rho\mathbf{R}_{ecx}\mathbf{h} - \rho\bar{\mathbf{R}}_{ecx}\bar{\mathbf{h}} - \rho\mathbf{R}_{ecu}\mathbf{v} \quad (3.24)$$

onde

$$\mathbf{R}_{ecec} = \mathbb{E}\{\mathbf{e}_c(n-1)\mathbf{e}_c^T(n-1)\} \quad (3.25)$$

$$\mathbf{R}_{ecx} = \mathbb{E}\{\mathbf{e}_c(n-1)\mathbf{x}^T(n-1)\} \quad (3.26)$$

$$\bar{\mathbf{R}}_{ecx} = \mathbb{E}\{\mathbf{e}_c(n-1)\bar{\mathbf{x}}^T(n-1)\} \quad (3.27)$$

$$\mathbf{R}_{ecu} = \mathbb{E}\{\mathbf{e}_c(n-1)\mathbf{u}^T(n)\} \quad (3.28)$$

Estas matrizes são desenvolvidas no Anexo A.2.

3.3.4 Modelo em regime permanente para $q(n)$

Em regime permanente, $\mathbb{E}\{\mathbf{p}(n+1)\} = \mathbb{E}\{\mathbf{p}(n)\} = \mathbb{E}\{\mathbf{p}(\infty)\}$. Para $\rho \neq 0$, a Equação (3.24) torna-se

$$\mathbb{E}\{\mathbf{p}(\infty)\} = -\mathbf{R}_{ecec}^{-1}\mathbf{R}_{ecx}\mathbf{h} - \mathbf{R}_{ecec}^{-1}\bar{\mathbf{R}}_{ecx}\bar{\mathbf{h}} - \mathbf{R}_{ecec}^{-1}\mathbf{R}_{ecu}\mathbf{v} \quad (3.29)$$

No caso de coeficientes suficientes, tem-se

$$\mathbb{E}\{\mathbf{p}(\infty)\}|_{K=L} = -\mathbf{R}_{ecec}^{-1}\mathbf{R}_{ecx}\mathbf{h}_L - \mathbf{R}_{ecec}^{-1}\mathbf{R}_{ecu}\mathbf{v} \quad (3.30)$$

3.4 Aparato Experimental

Nesta seção, é apresentado o aparato experimental, construído com base em (BANERJEE, 2006; PHONAK, 2008; GRIMM; HOHMANN; KOLLMEIER, 2009), onde algoritmos de cancelamento de realimentação são testados em condições reproduutíveis. O aparato consiste em uma câmara acústica, um manequim e os elementos ilustrados no diagrama em blocos da Figura 3.3:

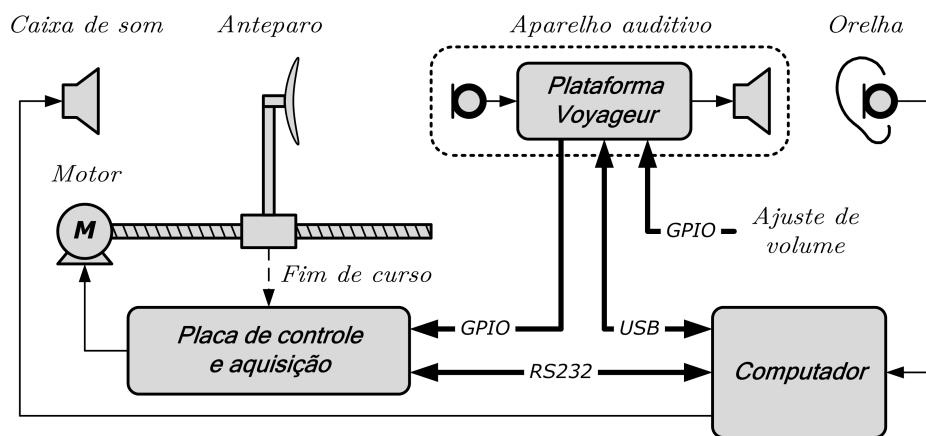


Figura 3.3: Diagrama em blocos da câmara acústica para testes.

O aparelho auditivo encontra-se em uma plataforma de desenvolvimento dedicada, denominada *plataforma Voyageur*. O programa do aparelho auditivo é carregado (*upload*), a partir de um computador, através da interface USB⁵. Uma placa de controle e aquisição, desenvolvida neste trabalho, permite o deslocamento de um anteparo e a transmissão de dados do aparelho auditivo (porta GPIO⁶) para o computador via interface serial RS232.

3.4.1 Câmara Acústica

A câmara acústica é composta por uma caixa de madeira MDF⁷ (18mm) revestida internamente com espuma de isolamento acústico com espessura de 5cm (Figuras 3.4 e 3.5). O isolamento acústico evita que sons do ambiente externo interfiram nos testes e atenua reflexões do sinal da caixa de som captado pelo aparelho auditivo.

⁵USB: Universal Serial Bus.

⁶GPIO: General Purpose Input/Output.

⁷MDF: Medium Density Fiberboard.

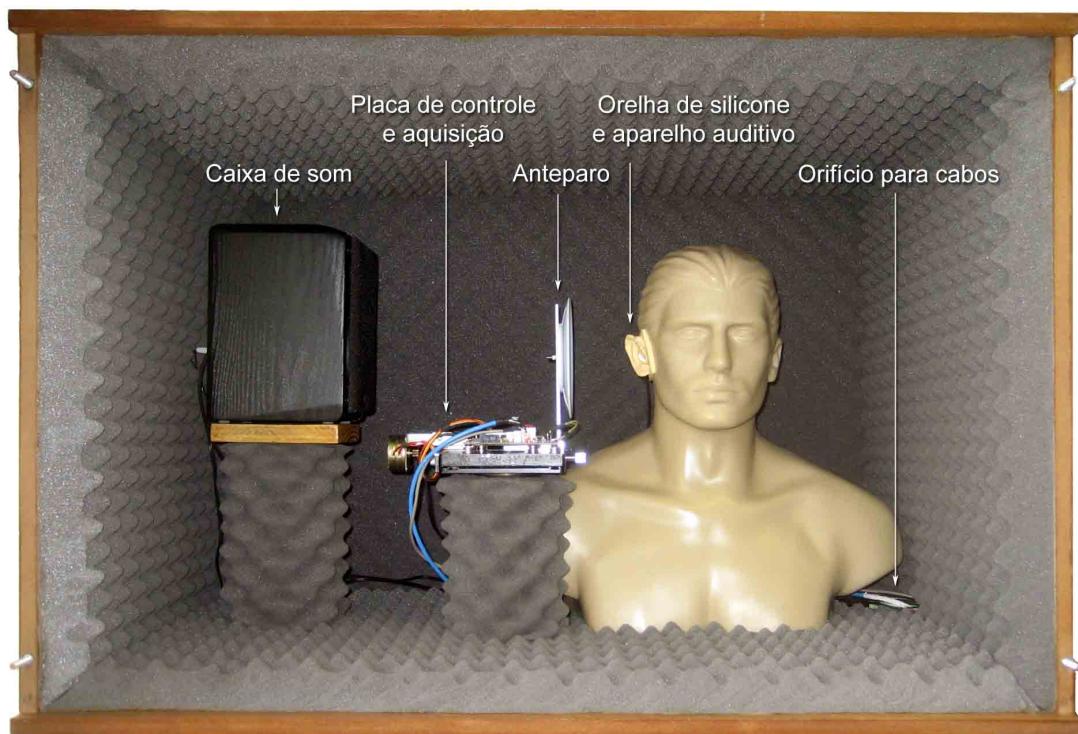


Figura 3.4: Interior da câmara acústica para testes de cancelamento de realimentação.

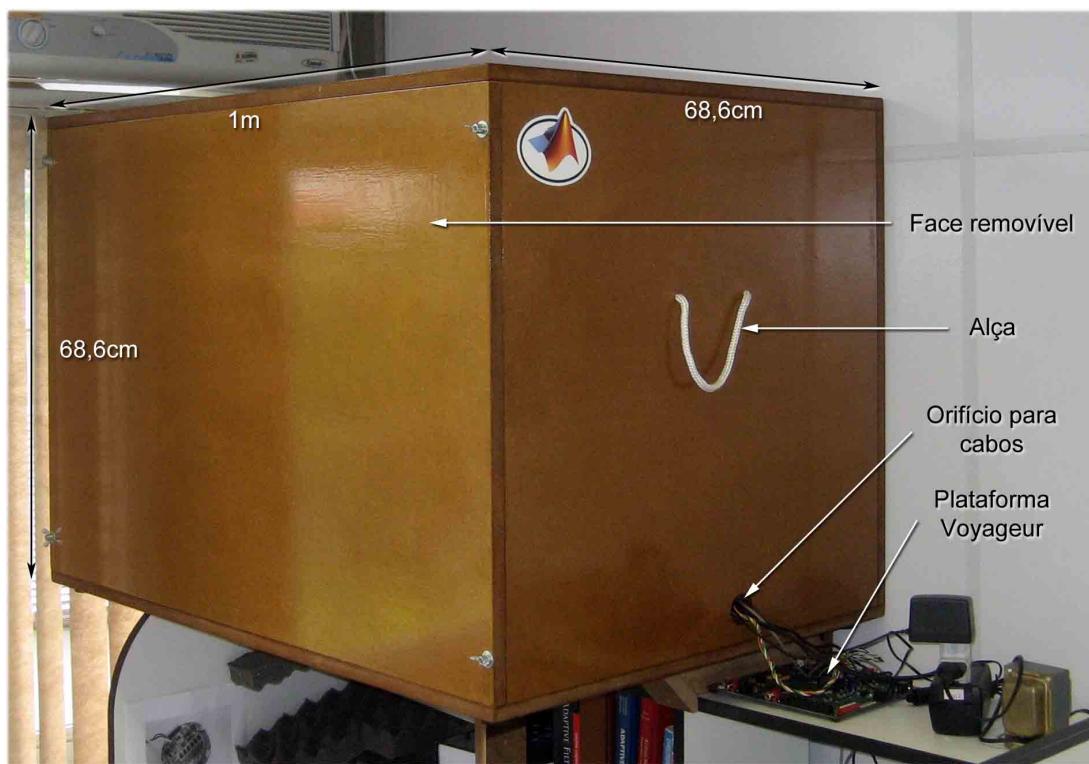


Figura 3.5: Câmara acústica para testes conectada ao módulo Voyager.

3.4.2 Manequim

Dentro da câmara acústica, tem-se um manequim convencional para mostruário de vestimentas, associado a um molde composto por orelha e canal acústico de silicone de forma a aproximar a implementação a um manequim para instrumentação acústica KEMAR⁸. No interior da orelha, na altura correspondente à membrana timpânica, foi instalado um microfone (Figura 3.6). Ao lado do manequim, tem-se duas torres revestidas com espuma. A primeira, contém um anteparo instalado sobre uma mesa de microscópio, a segunda, serve de apoio para uma caixa de som.

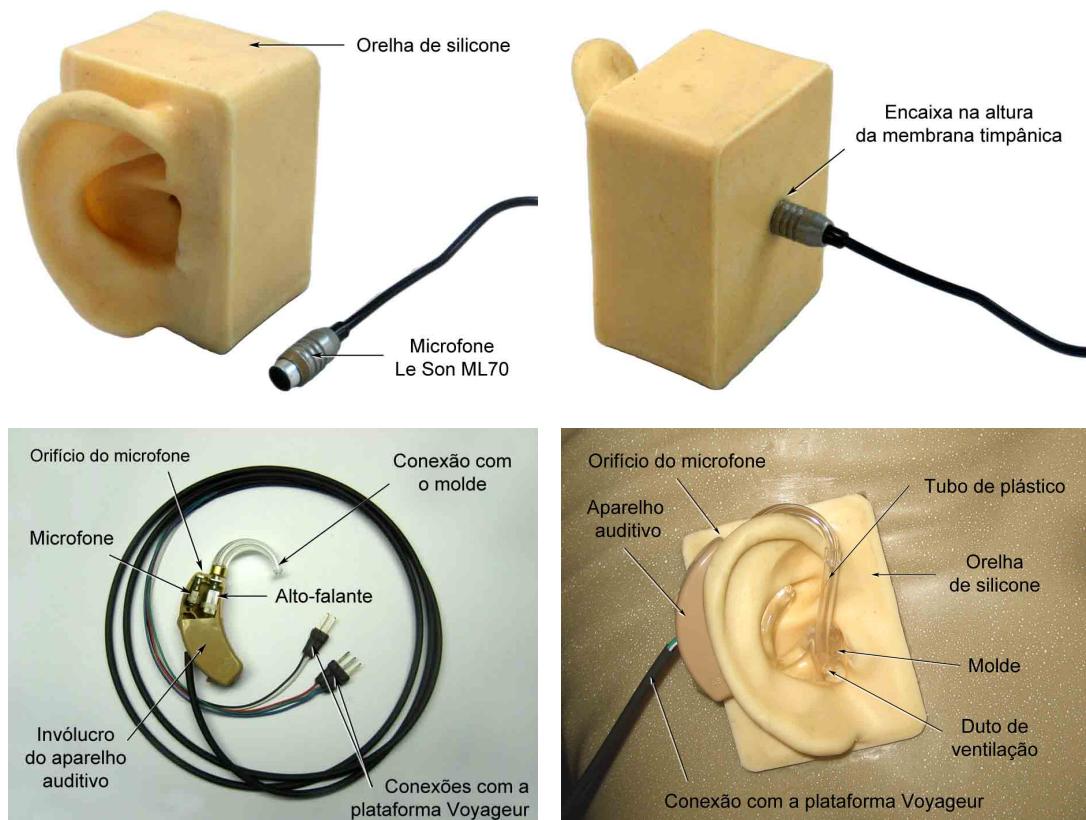


Figura 3.6: Disposição da orelha de silicone e do aparelho auditivo no manequim.

O aparelho auditivo utilizado é do tipo BTE. O molde possui duto de ventilação de 1mm de diâmetro. A caixa de som e o microfone instalado na orelha de silicone possuem resposta aproximadamente plana, evitando distorções (Figura 3.7).

⁸KEMAR: *Knowles Electronic Manikin for Acoustic Research*.

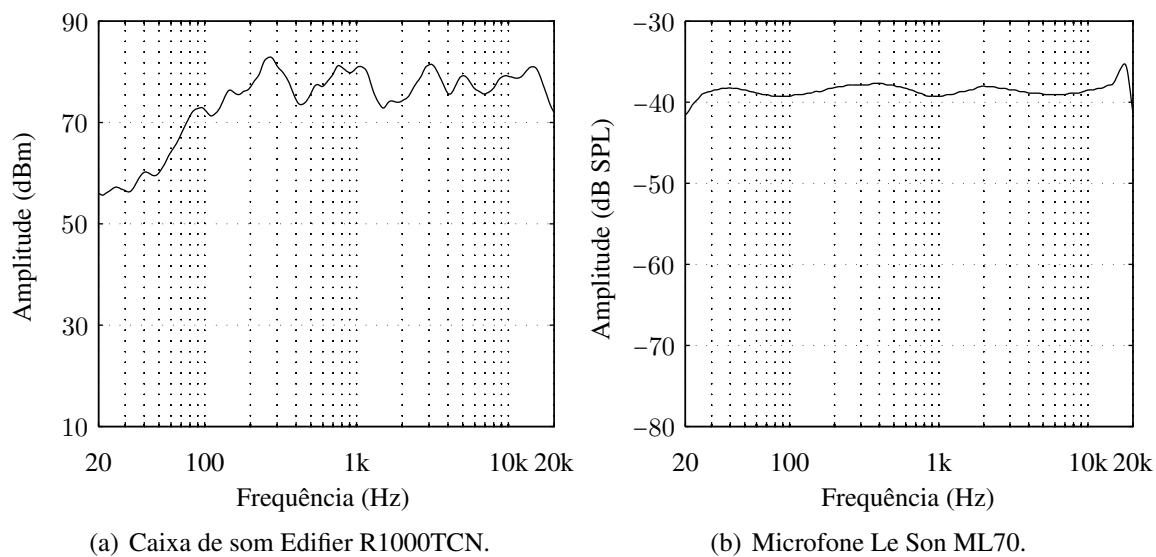


Figura 3.7: Curvas de resposta de acordo com os fabricantes Edifier (2004) e LeSon (2009).

3.4.3 Plataforma de Desenvolvimento Voyageur

A plataforma Voyageur (Figura 3.8) é um sistema de processamento de áudio voltado para aplicações em aparelhos auditivos e serviu para a implementação do processamento apresentado na Figura 3.1. Além de entradas e saídas de áudio (análogo e digital), tem-se o módulo híbrido GA3280, com dimensões 5.46 mm, 3.15 mm e 1.70 mm, agrupando os principais componentes de um aparelho auditivo. Através da técnica de empilhamento de circuitos integrados (Figura 2.5), este circuito integrado contém o codec GC5055, o processador digital de sinais (DSP⁹) GC5003 e uma memória EEPROM¹⁰.

O codec GC5055 possui conversores analógico-digital e digital-analógico para interface com dois microfones e um alto-falante. Os sinais de áudio são quantizados com uma resolução de 20 bits. A taxa de amostragem de 16 kHz é a taxa comumente usada nos aparelhos auditivos mais populares, pois cobre a faixa de frequência das perdas auditivas relacionadas à inteligibilidade da fala (Figura 2.4). No entanto, devido a um cristal de 4 MHz na plataforma de desenvolvimento, a frequência resultante é de 15.625 kHz (GENNUM, 2006a).

⁹DSP: *Digital Signal Processor*.

¹⁰EEPROM: *Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory*.

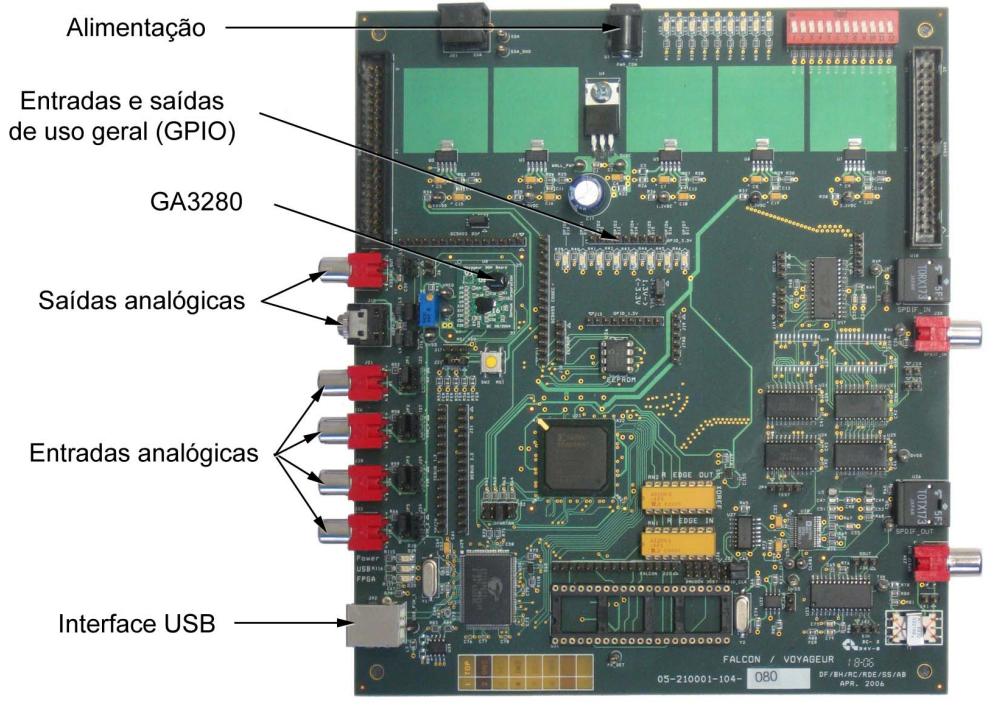


Figura 3.8: Plataforma de Desenvolvimento Voyageur.

O DSP GC5003 possui um DSP principal (MDSP) com funcionalidades de um microcontrolador conectado a quatro processadores (μ DSP) de forma reconfigurável. O MDSP e μ DSPs possuem arquitetura Dual-Harvard Modificada¹¹. Coprocessadores distribuídos entre os μ DSPs executam tarefas específicas implementadas em hardware, tais como FFT, filtragem, divisão do sinal em bandas de frequência e, inclusive, cancelamento de realimentação. Este último coprocessador foi utilizado apenas durante testes iniciais, pois contém apenas um filtro adaptativo.

3.4.4 Sistema de Controle e Aquisição

O ambiente de desenvolvimento da plataforma Voyageur permite acesso aos dados no aparelho auditivo pela porta USB, mas a interrupção do processamento é inevitável. No caso de filtros adaptativos, é possível verificar o regime permanente dos coeficientes, mas o regime transitório fica restrito à capacidade da memória interna. De forma a superar esta barreira, desenvolveu-se, neste trabalho, o sistema de controle e aquisição ilustrado na Figura 3.9.

¹¹A arquitetura Harvard Modificada consiste na memória de programa separada da memória de dados onde a primeira pode ser acessada como se fosse parte da segunda. O termo "dual" se refere ao fato de existirem duas memórias de dados.

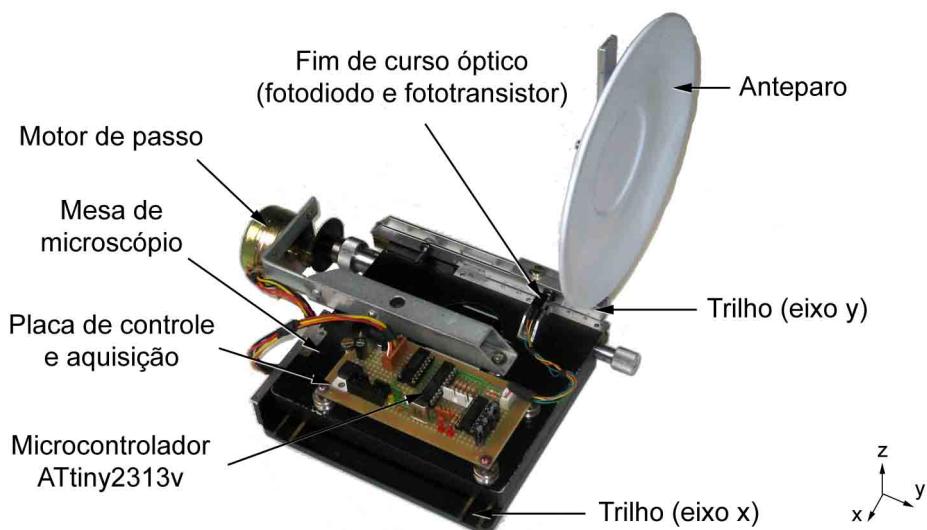


Figura 3.9: Mesa com anteparo e placa de controle e aquisição.

O controle refere-se ao comando do motor de passo para o deslocamento do anteparo próximo à orelha, podendo ser usado para provocar mudanças no caminho de realimentação. Quanto à aquisição dos dados do aparelho auditivo, para a visualização contínua, utilizou-se então a porta GPIO, o microcontrolador ATtiny2313v (Figura 3.10) e a interface serial RS232 . O diagrama elétrico da placa encontra-se no Anexo C.

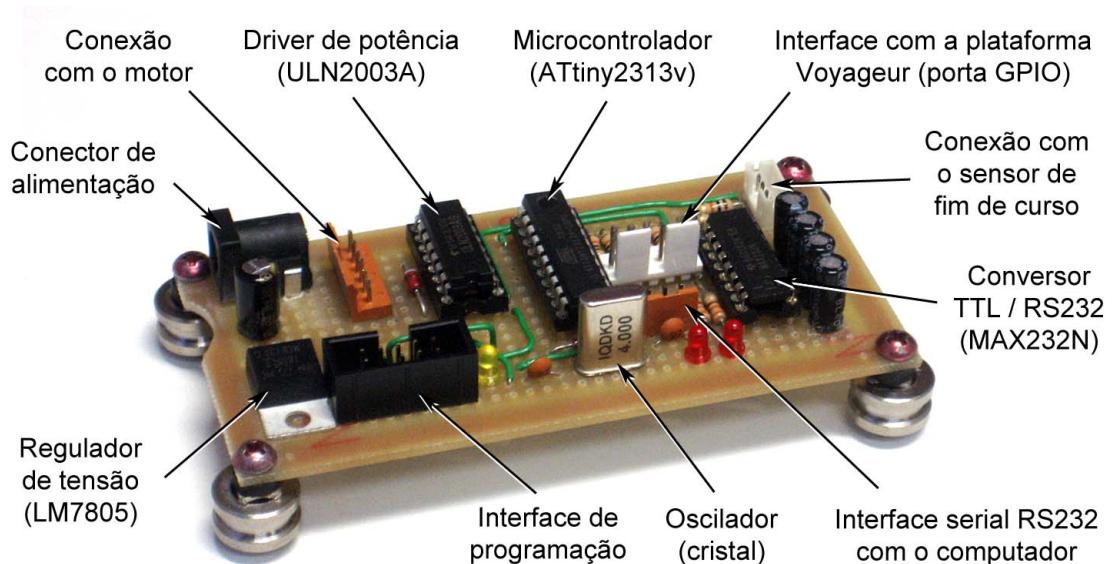


Figura 3.10: Placa de controle e aquisição.

No entanto, a transmissão dos dados na taxa de amostragem de 15.625 kHz do aparelho auditivo é inviável através do protocolo RS232. Usa-se então, uma taxa inferior à taxa de

amostragem real de forma que os sinais transmitidos são decimados por um fator 2000. Esta é uma alternativa de baixo custo que permite uma visualização confiável de variáveis que evoluem lentamente. Para o protocolo RS232 implementado, com uma taxa de bits de 57.6 kbps, consegue-se transmitir 200 coeficientes de 20 bits amostrados a uma taxa de 7.8125 Hz.

3.4.5 Softwares

Nesta seção, são apresentados os três softwares desenvolvidos neste trabalho que, operando em conjunto, realizam desde o processamento até a visualização de dados do aparelho auditivo.

3.4.5.1 Software do Aparelho Auditivo

A estrutura de cancelamento proposta (Figura 3.1) foi implementada em linguagem assembly, em um μ DSP da plataforma Voyageur, utilizando o ambiente de desenvolvimento GUIDE¹².

A Figura 3.11 ilustra a localização dos processadores na malha reconfigurável do aparelho.

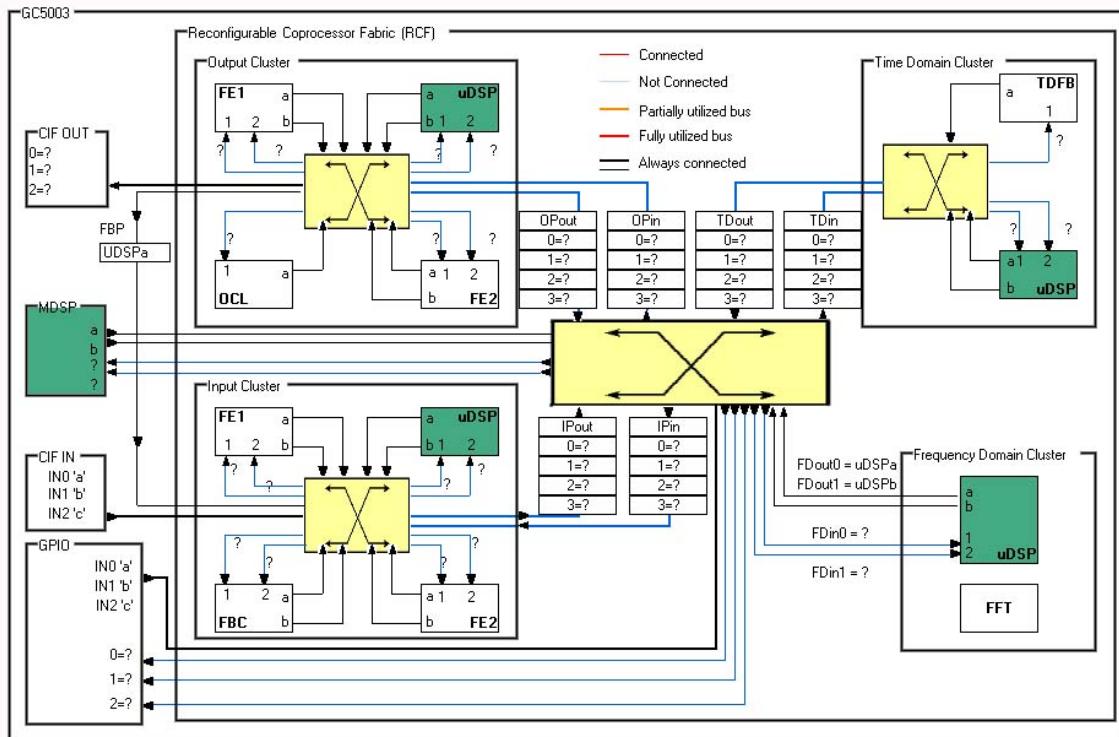


Figura 3.11: Interface de configuração da malha de processadores do aparelho auditivo.

¹²GUIDE: Gennum Universal Integrated Development Environment.

Considerando a frequência de amostragem de 15.625 kHz e a frequência nominal de operação dos processadores de 2 MHz, pode-se executar até 128 instruções entre as amostras de áudio (GENNUM, 2006b). Inicialmente, o algoritmo foi projetado para comportar dois filtros adaptativos, $w(n)$ e $q(n)$, cada um com 100 coeficientes. Assim, para implementação do algoritmo, utilizou-se o PLL¹³ do aparelho auditivo para elevar frequência interna de operação dos processadores para 28 MHz. Com esta configuração, consegue-se executar 1792 instruções entre as amostras de áudio.

Ao final do processamento no μ DSP, os coeficientes de $w(n)$ e $q(n)$ são transferidos para o DSP principal (MDSP). Para tanto, utilizou-se o DMA¹⁴, capaz de transferir porções da memória do aparelho auditivo, com a mínima intervenção dos processadores. Com os coeficientes dos filtros adaptativos no MDSP, foi implementado um protocolo para o envio dos mesmos para o microcontrolador da placa de controle e aquisição. Entre os dois dispositivos, são utilizados dois canais de dados, para a transferência simultânea de $w(n)$ e $q(n)$. São utilizados, também, dois canais de sinalização para os seguintes eventos: envio do primeiro bit de cada coeficiente e envio do primeiro coeficiente de cada filtro adaptativo.

3.4.5.2 Software da Placa de Controle e Aquisição

O software foi implementado no microcontrolador ATtiny2313v, em linguagem assembly, através do ambiente de desenvolvimento AVR Studio. Os bits recebidos, da plataforma Voyager, são armazenado até que se obtenha um coeficiente de cada filtro adaptativo. Os 20 bits de cada coeficiente são então arranjados em bytes, para envio ao computador via protocolo serial RS232. Neste processo, são acrescentados bits para sinalização e sincronismo.

O microcontrolador também recebe comandos do computador, através do protocolo RS232, para acionamento do motor de passo. Com a informação do sensor de fim de curso, o microcontrolador consegue deslocar o anteparo sobre a mesa de microscópio (Figura 3.9) com segurança.

¹³PLL: *Phase Locked Loop*.

¹⁴DMA: *Direct Memory Access*.

3.4.5.3 Software do Computador

O software de visualização e armazenamento dos dados recebidos foi desenvolvido em linguagem C++ (Figura 3.12). Este programa também envia comandos para o microcontrolador ATtiny2313v mover o anteparo em passos de cerca de 1mm (73 passos do motor).

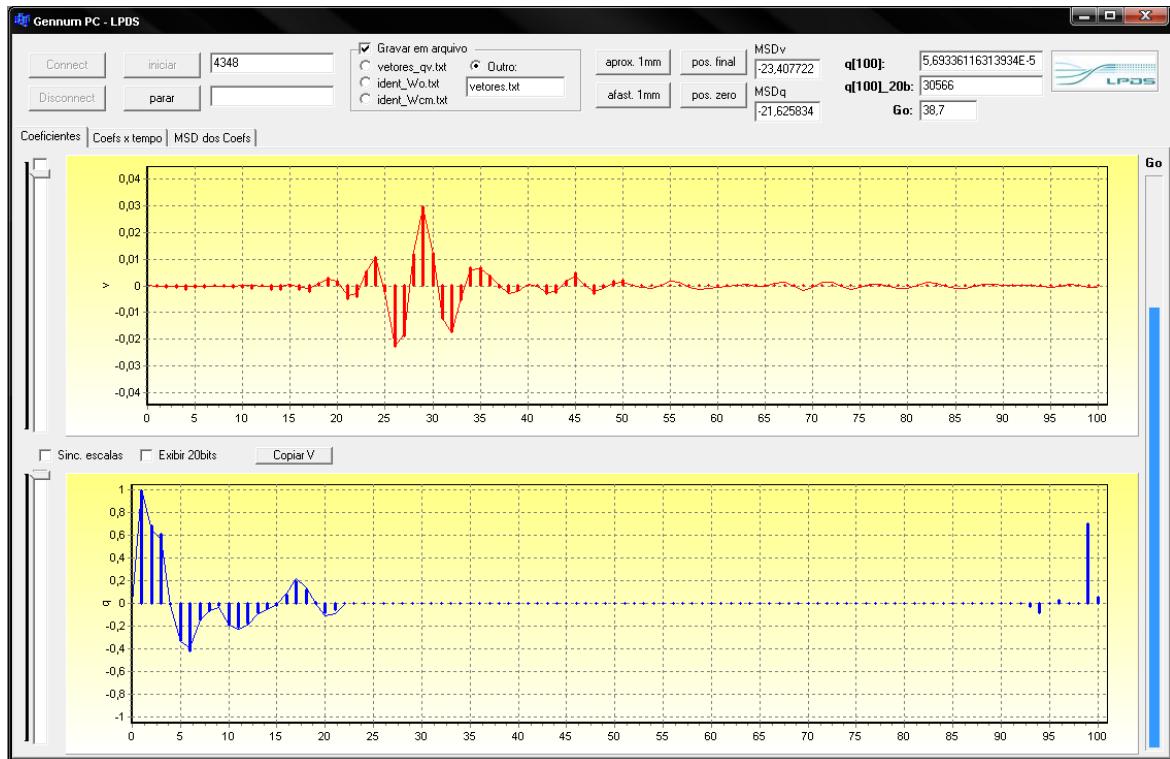


Figura 3.12: Programa para visualização e armazenamento dos dados recebidos.

3.5 Configuração da Estrutura de Cancelamento

Nesta seção, são definidos os parâmetros da estrutura de cancelamento apresentada na Figura 3.1. Inicialmente, realiza-se a identificação do caminho de realimentação w_N^o . Em seguida, são escolhidos arbitrariamente, de forma que não se distanciem em demasia de valores utilizados em aplicações reais, o ganho G_0 , o atraso D , o modelo $H(z)$ para o sinal de entrada e a potência adequada para a inovação do sinal modelado de fala. Por último, é feita uma compensação para reduzir as distorções provocadas pela caixa de som e pelo microfone do aparelho auditivo.

3.5.1 Identificação do Caminho de Realimentação

O caminho de realimentação w_N^o , necessário para as simulações e para o modelo derivado, foi obtido através da implementação da estrutura de identificação apresentada na Figura 3.13 no aparelho auditivo:

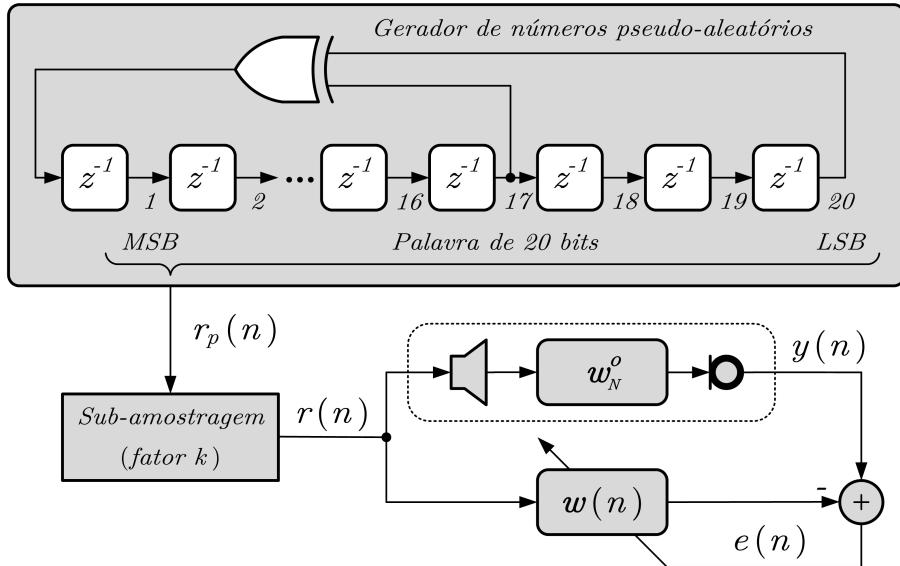


Figura 3.13: Estrutura para a identificação do caminho de realimentação.

O gerador de números pseudo-aleatórios produz amostras $r_p(n)$ de $m = 20$ bits através de um registro de deslocamento com realimentação linear (LFSR¹⁵). Para se obter uma sequência de máximo comprimento com período $T = 2^m - 1$ amostras, os atrasos de número 17 e 20 devem ser conectados à porta Ou-Exclusivo (Figura 3.13) (ALFKE, 1996).

Contudo, devido ao registrador de deslocamento, as amostras geradas são correlacionadas prejudicando a identificação. Usa-se então, um bloco de sub-amostragem com fator k para reduzir este efeito, tornando $r(n)$ mais próximo ao ruído branco. Consequentemente, o mesmo fator k também é aplicado à função de autocorrelação, o que torna a descorrelação possível. Quanto ao período da sequência, este torna-se $T_s = \frac{T}{\text{MDC}(k, T)}$ onde MDC é o Máximo Divisor Comum (ZIERLER, 1959).

Na Figura 3.14 é ilustrada a função de autocorrelação de $r_p(n)$ (normalizada em relação

¹⁵LFSR: Linear Feedback Shift Register.

ao valor máximo), onde se nota a correlação entre amostras próximas. Nesta figura, também é mostrada a densidade espectral de potência de $r_p(n)$, obtida pela transformada de Fourier da função de autocorrelação apresentada, utilizando uma janela de *Hanning*.

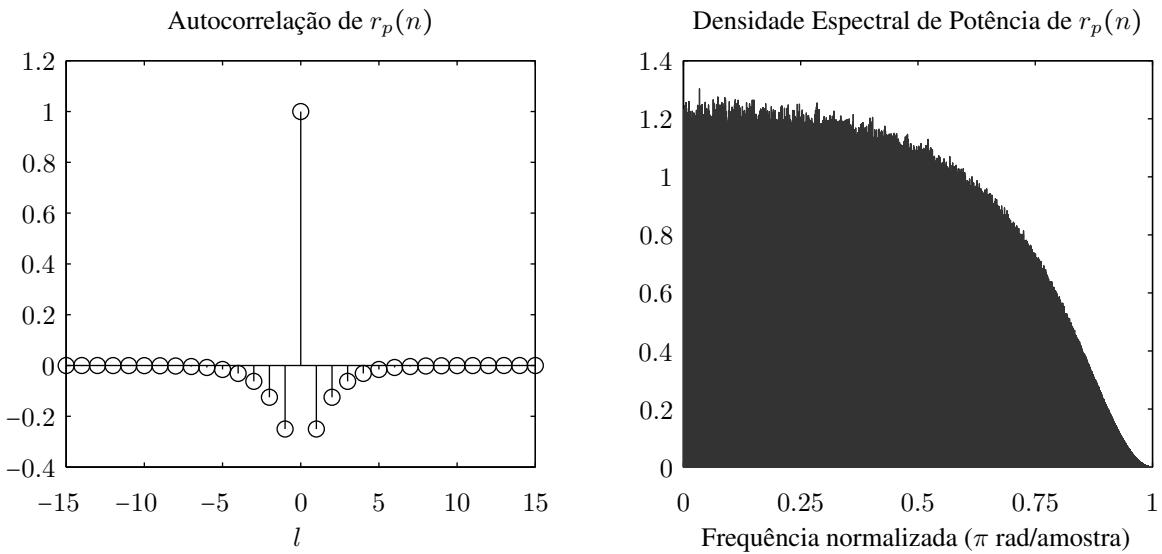


Figura 3.14: Autocorrelação normalizada e densidade espectral de potência de $r_p(n)$.

Para o fator de sub-amostragem escolhido, $k = 8$, tem-se $\text{MDC}(k, T) = 1$ e $T_s = T$ mantendo o comprimento da sequência original. As amostras são apenas reordenadas, reduzindo a correlação entre amostras próximas. Com este fator, obtém-se $r(n)$ com autocorrelação e densidade espectral de potência ilustradas na Figura 3.15.

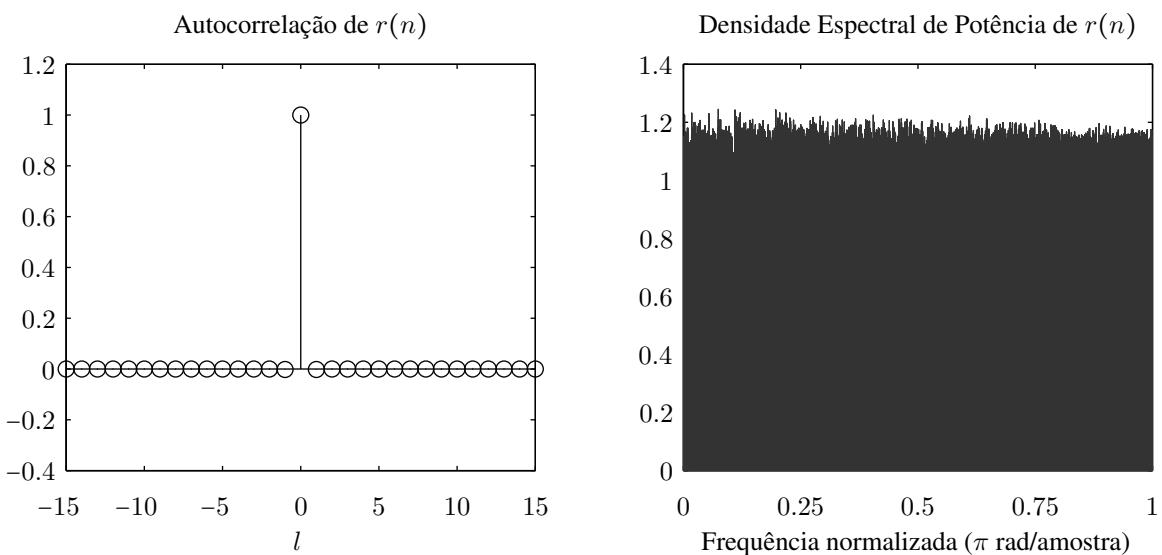


Figura 3.15: Autocorrelação normalizada e densidade espectral de potência de $r(n)$.

O sinal $r(n)$ é considerado adequado para a identificação de sistemas, pois possui potência distribuída de maneira uniforme em relação ao espectro de frequências.

Para o filtro adaptativo $w(n)$ com $N = 100$ coeficientes, usando $\mu = 0.001$ como passo de adaptação, obteve-se a resposta w_N^o para o caminho de realimentação acústica apresentada na Figura 3.16. Existe um atraso de cerca de 6 amostras devido à propagação do som e de cerca de 11 amostras devido aos tempos de conversão dos conversores digital-analógico e analógico-digital da plataforma de desenvolvimento. As amostras restantes são decorrentes de reflexões acústicas.

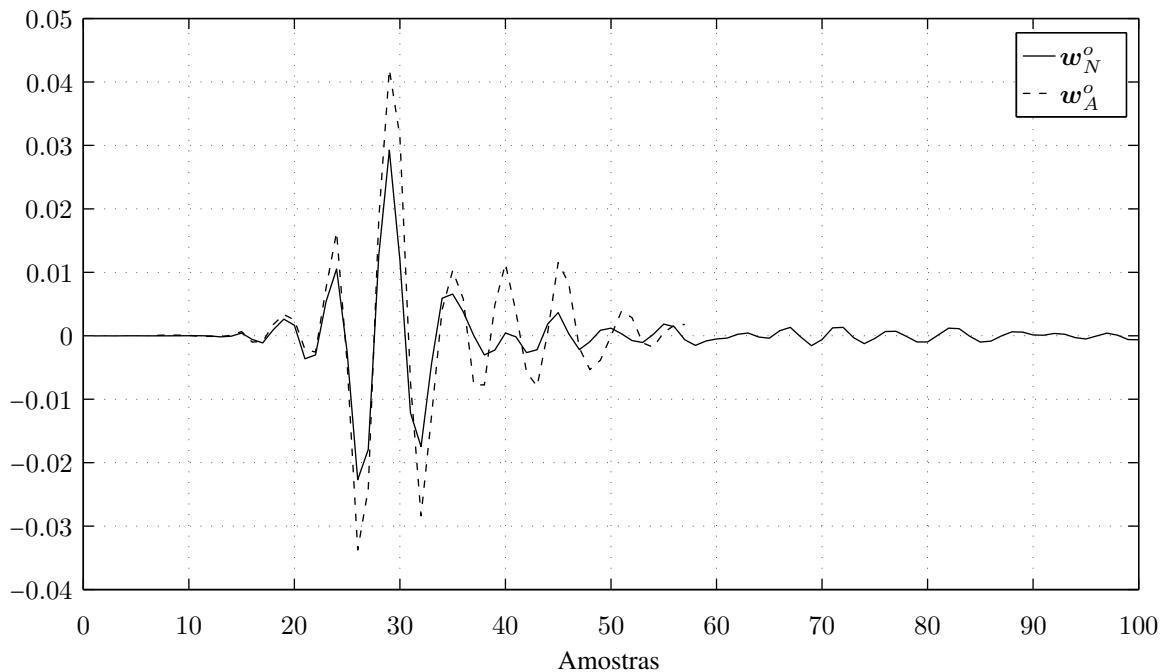


Figura 3.16: Respostas ao impulso de dois caminhos de realimentação. Para explicação sobre as curvas, vide texto.

Na Figura 3.16, tem-se também a resposta w_A^o , obtida a partir da realização do processo de identificação, com o programa completamente embarcado em um aparelho auditivo, realizado diretamente em uma orelha humana¹⁶. Salvo um fator de ganho e um atraso, nota-se semelhança com a resposta w_N^o obtida com a orelha de silicone. Na Figura 3.17 é apresentada a magnitude da resposta em frequência dos caminhos de realimentação w_N^o e w_A^o .

¹⁶A resposta w_A^o foi fornecida pela empresa de aparelhos auditivos Amplivox. Para efeito de comparação esta foi reamostrada da taxa original de 32 kHz para 15.625 kHz e, em seguida, atrasada em 6 amostras.

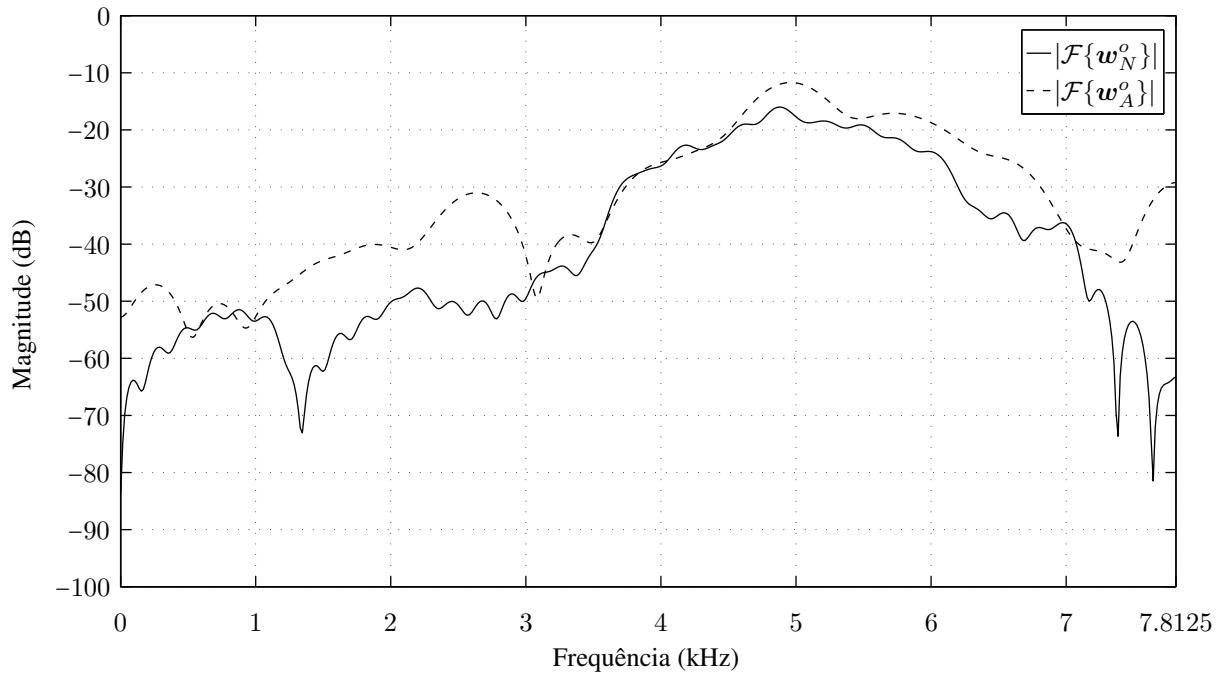


Figura 3.17: Magnitude da resposta em frequência dos caminhos de realimentação w_N^o e w_A^o .

Movimentos da cabeça, colocação imprópria do molde e atividades cotidianas como uso de chapéu ou telefone alteram o caminho de realimentação. Como exemplo, são apresentadas as respostas w_{CA}^o , onde se utilizou o telefone celular modelo *Motorola V810* afastado 10 cm da orelha de silicone, e a resposta w_{CP}^o , com o telefone próximo (Figura 3.18).

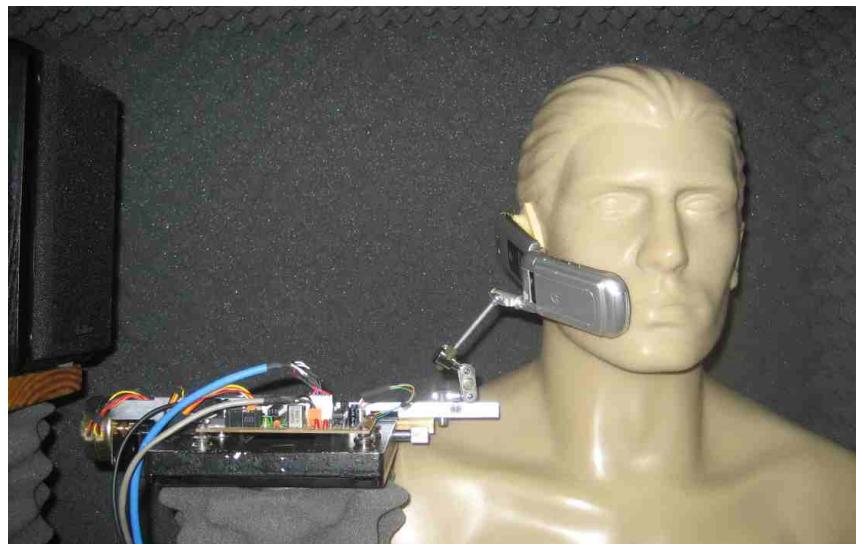


Figura 3.18: Configuração para identificação com o uso de telefone celular.

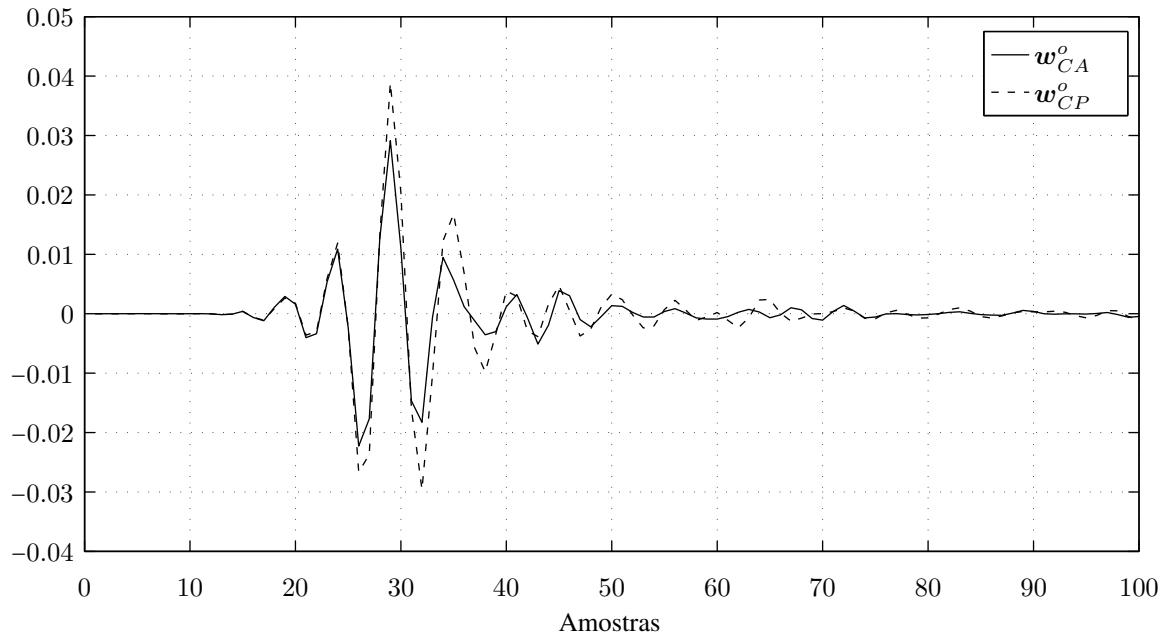


Figura 3.19: Mudança na respostas ao impulso com a aproximação do telefone celular.

Na Figura 3.20 é apresentada a magnitude da resposta em frequência dos caminhos de realimentação w_{CA}^o e w_{CP}^o .

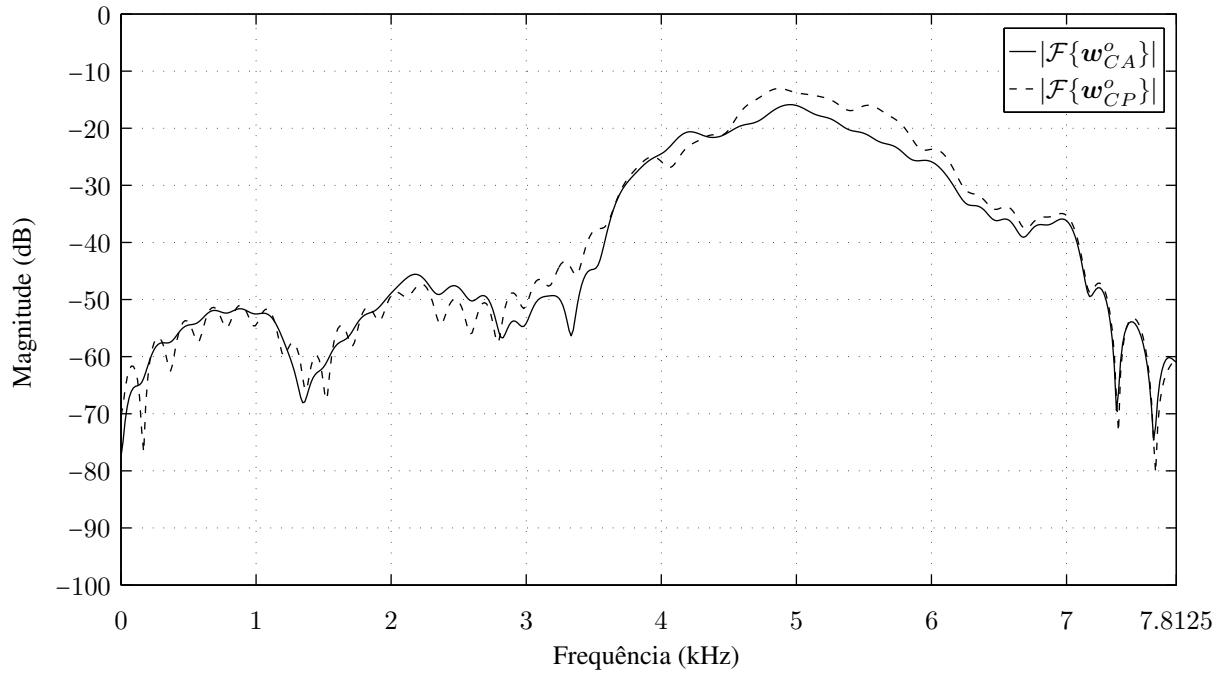


Figura 3.20: Magnitude da resposta em frequência dos caminhos de realimentação w_{CA}^o e w_{CP}^o .

Com a aproximação do telefone, a resposta é amplificada, intensificando o sinal realimentado. Durante os testes, foi utilizada a resposta w_N^o , obtida sem a presença de obstáculos.

3.5.2 Geração de Ruído Gaussiano

Nesta seção, é apresentado o método de geração de sinais com função densidade de probabilidade Gaussiana de forma a produzir os sinais sintéticos utilizados nas simulações e experimentos práticos. O procedimento descrito foi implementado tanto em linguagem de alto nível (aplicativo Matlab), como internamente ao processador de sinais dedicado.

Existem diversas técnicas disponíveis para a geração de ruído branco gaussiano. Aqui são apresentados dois métodos de transformação que aproveitam amostras independentes e com distribuição de probabilidade uniforme. Com isto, de maneira aproximada, deseja-se utilizar as amostras $r(n)$ geradas conforme descrito na Figura 3.13 para gerar ruído com distribuição gaussiana. O primeiro método é exato, mas requer o uso de funções como raiz quadrada e logaritmo. O segundo método é de simples implementação, porém produz um resultado aproximado. A comparação entre os dois métodos implementados é apresentada na Seção 4.1.

3.5.2.1 Método de Box-Muller (BM)

No método de Box e Muller (1958) são usadas duas v.a. (variáveis aleatórias), u_1 e u_2 , independentes e uniformemente distribuídas no intervalo $(0, 1)$ para gerar duas outras v.a., z_1 e z_2 , independentes com distribuição normal, média zero e variância unitária:

$$z_1 = \sqrt{-2 \ln u_1} \cos(2\pi u_2) \quad (3.31)$$

$$z_2 = \sqrt{-2 \ln u_1} \sin(2\pi u_2) \quad (3.32)$$

Alternativamente, tem-se a forma polar na qual as funções trigonométricas não são necessárias (BELL, 1968; KNOP, 1969). Neste caso, para $v_1 = 2u_1 - 1$ e $v_2 = 2u_2 - 1$ independentes e

uniformemente distribuídas no intervalo $(-1, 1)$, tem-se (TRACHT, 1982):

$$z_1 = v_1 \sqrt{\frac{-2 \ln s}{s}} \quad (3.33)$$

$$z_2 = v_2 \sqrt{\frac{-2 \ln s}{s}} \quad (3.34)$$

onde $s = v_1^2 + v_2^2 \leq 1$; caso contrário, as amostras v_1 e v_2 são rejeitadas e busca-se outro par até que esta condição seja satisfeita. Apesar deste procedimento descartar 21,46% das amostras, a forma polar é mais rápida e robusta do que a forma originalmente proposta (CARTER, 1994).

3.5.2.2 Método do Teorema do Limite Central (TLC)

O teorema do limite central afirma que a soma de n variáveis aleatórias independentes com média e variância finitas, sob algumas condições gerais, possui uma distribuição que se aproxima da distribuição normal. Além disto, o teorema pode ser visto como uma propriedade de convolução, pois a função densidade de probabilidade $f(x)$ da soma de v.a. é igual à convolução das densidades individuais (PAPOULIS; PILLAI, 2002).

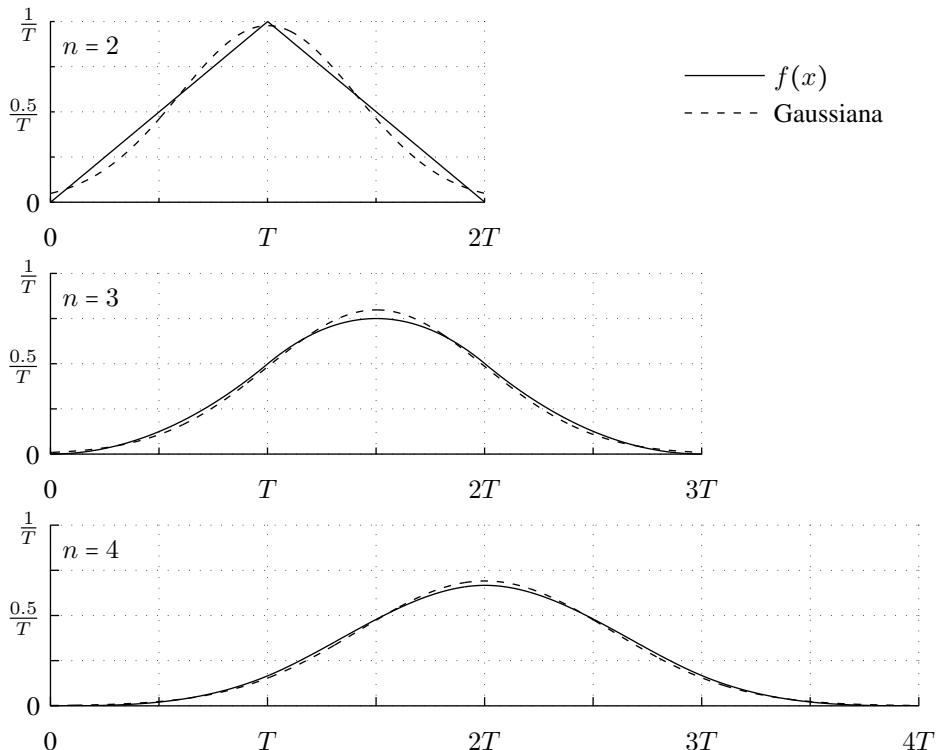


Figura 3.21: Funções densidade de probabilidade para soma de n v.a. uniformes.

A Figura 3.21 apresenta a função densidade de probabilidade resultante para a soma de $n = 2, 3$ e 4 variáveis aleatórias uniformemente distribuídas no intervalo entre 0 e T . Nota-se que, mesmo com poucas parcelas, a soma se assemelha à função gaussiana.

3.5.3 Ganho e Atraso de Processamento

O caminho direto é representado pelo ganho G_0 e um atraso de D amostras (Figura 3.1). Para manter o algoritmo funcionando sem a ocorrência de instabilidade, usa-se $G_0 = 6$. O atraso de processamento do aparelho auditivo é escolhido como $D = 78$; cerca de 5 ms para a frequência de amostragem utilizada (esse atraso representa o caso de um aparelho auditivo digital no qual os recursos computacionais são utilizados quase no limite da capacidade do processador). Estudos mostram que um atraso de até 6 ms é aceitável em aparelhos com ganho constante em relação à frequência (STONE et al., 2008; HEURIG; CHALUPPER, 2010).

3.5.4 Modelo para o Sinal de Voz

O modelo para o sinal de voz foi apresentado na Equação (2.19). Conforme recomendado por (DELLER JR.; PROAKIS; HANSEN, 1993) e usado em (GAUBITCH; WARD; NAYLOR, 2006), a ordem do modelo autorregressivo pode ser calculada através da relação

$$L = \frac{f_s}{1000} + 5 \quad (3.35)$$

onde f_s é a frequência de amostragem. Neste caso, para $f_s = 15625$ Hz, tem-se $L = 21$.

Selecionou-se então, um segmento de 20 ms do fonema /s/ de *aterrissagem* contido na frase “O avião patinou na pista durante uma aterrissagem forçada em meio a uma tempestade”, retirada do banco de fala (ALCAIM; SOLEWICZ; MORAES, 1992). Através do método de Burg (1968) e considerando o ganho do modelo $G_s = 1$, foram obtidos os coeficientes do processo autorregressivo H (Figura 3.22).

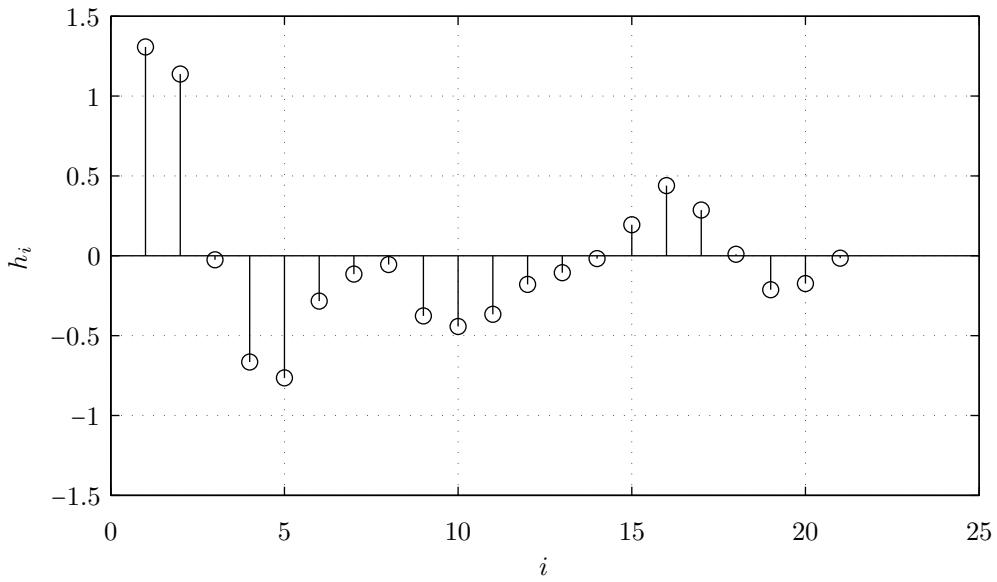


Figura 3.22: Coeficientes de predição linear h_i .

3.5.4.1 Potência da Inovação do Sinal de Voz

Para se determinar a variância da inovação do processo $\eta(n)$, foram seguidos os passos:

- Reproduz-se na caixa de som o sinal $x(n)$ correlacionado pelo processo autorregressivo H . Através de um decibelímetro¹⁷, ajusta-se a intensidade sonora na entrada do canal auditivo para 60 dB SPL¹⁸, intensidade correspondente a uma conversa normal (YOUNG et al., 2007).
- Estima-se σ_x^2 , a variância de $x(n)$, implementando-se no aparelho auditivo um estimador da autocorrelação $r_x(l)$ para $l = 0$ com a equação (STETZLER et al., 2000):

$$r_x(n, l) = \beta r_x(n - 1, l) + (1 - \beta)x(n)x(n - l) \quad (3.36)$$

onde β é uma constante de suavização entre 0 e 1 relacionada à estacionariedade do sinal.

Neste caso, o sinal é estacionário, e usa-se $\beta = 1 - 2^{-17}$ (constante de tempo $\tau \approx 8.4$ s) para se obter uma média da variância de $x(n)$. O valor medido é de $\sigma_x^2 = 9.78 \times 10^{-6}$.

- Calcula-se σ_η^2 a partir dos coeficientes de predição linear e de σ_x^2 (Anexo B).

¹⁷Especificações: decibelímetro *Icel DL-4100*, com resolução de 0,1 dB e exatidão de $\pm 1,4$ dB (94dB / 1kHz).

¹⁸SPL: *Sound Pressure Level*.

3.5.5 Compensação da Resposta da Caixa Acústica e do Microfone

Nos testes práticos, verificou-se uma significativa influência da resposta da caixa de som e do microfone do aparelho auditivo w_{cm} sobre a convergência dos filtros adaptativos (Seção 4.2.2). Assim, inicialmente, os resultados práticos obtidos não conferiram com as previsões teóricas. Isso aconteceu em decorrência do processo de filtragem realizado sobre o sinal de fala modelado $x(n)$, devido principalmente às características do amplificador de potência, da caixa de som e do caminho acústico de propagação (distância entre caixa de som e microfone).

O sistema de amplificação para o sinal de fala alterou as características estatísticas do sinal de excitação, modificando o comportamento esperado do processo de adaptação. Dessa forma, foi necessária a implementação de uma estratégia de pré-compensação do sinal de excitação, de forma que as características estatísticas do sinal de fala modelado casassem com as projetadas inicialmente (potência da inovação e singularidades de $H(z)$).

A resposta ao impulso do sistema composto por caixa de som, caminho acústico e microfone de captação (Figura 3.23), foi obtida da mesma forma que w_N^o (Figura 3.13), porém trocando-se o alto-falante do aparelho auditivo pela caixa de som¹⁹. O atraso inicial foi superior ao observado na Figura 3.13 devido à maior distância entre os transdutores.

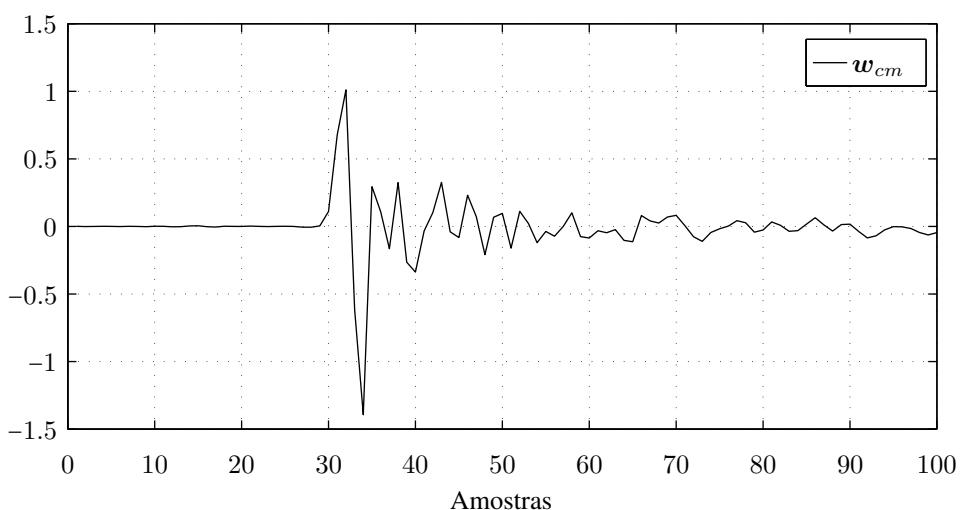


Figura 3.23: Resposta ao impulso do conjunto caixa de som, meio de propagação e microfone do aparelho auditivo.

¹⁹Para evitar dreno excessivo de corrente, utilizou-se o amplificador operacional LM358 configurado como seguidor de tensão (ganho unitário) na entrada da caixa de som.

Considerando $W_{cm}(z)$ como a função de transferência correspondente ao filtro FIR²⁰ com resposta ao impulso w_{cm} , uma possível solução para o problema das correlações inseridas ao sinal de voz pelo sistema caixa de som - caminho acústico, consiste em pré-filtrar o sinal de fala por um filtro FIR w_{cm}^{-1} com função de transferência inversa, ou seja, $W_{cm}^{-1}(z)$. Assim, idealmente, o sinal de entrada não sofreria distorções provocadas por w_{cm} .

Na Figura 3.24, tem-se o plano complexo com os zeros de $W_{cm}(z)$. Nota-se que $W_{cm}(z)$ é de fase não-mínima, ou seja, possui zeros fora do círculo unitário. Consequentemente, $W_{cm}^{-1}(z)$ será instável, pois terá pólos fora do círculo unitário.

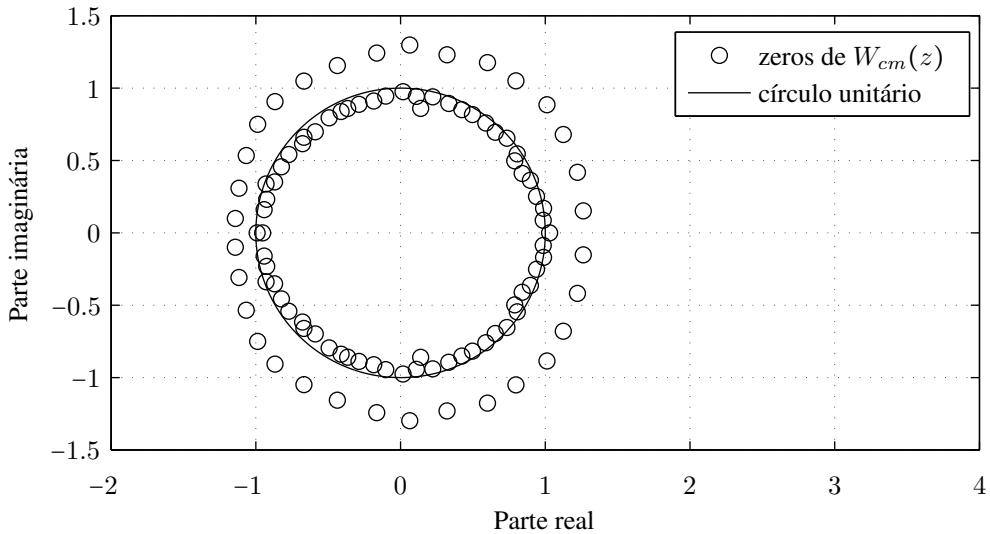


Figura 3.24: Plano complexo com os zeros de $W_{cm}(z)$.

Para sistemas de fase não-mínima, uma maneira de se obter uma resposta inversa muito próxima à real é apresentada na Figura 3.25. Utilizou-se ruído branco como sinal de excitação ($r(n)$), de forma que o filtro FIR adaptativo $w(n)$ minimiza o erro $e(n)$. O atraso de Δ amostras é utilizado para sistemas que não respondem instantaneamente a variações na entrada, como é o caso da resposta w_{cm} . Com base na teoria da transformada de Laplace bilateral, a função de transferência instável $W_{cm}^{-1}(z)$ (que se deseja identificar) pode ser expandida em uma forma não-causal e estável. Com a estrutura da Figura 3.25, os termos não-causais tornam-se realizáveis conforme o atraso Δ e a estabilidade é garantida pela ausência de pólos em $w(n)$. Esse método é conhecido como *modelagem inversa adaptativa* (WIDROW; WALACH, 1996).

²⁰FIR: Finite Impulse Response.

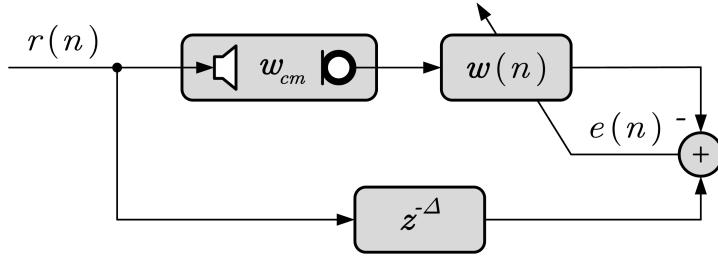
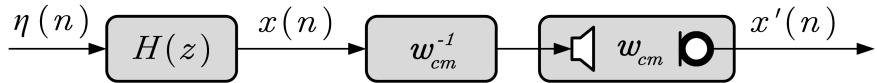


Figura 3.25: Estrutura para modelagem inversa adaptativa (WIDROW; WALACH, 1996).

Duas abordagens foram utilizadas para a obtenção de w_{cm}^{-1} , ambas através do método proposto na Figura 3.25. A primeira (forma indireta) utilizou w_{cm} obtido anteriormente (Figura 3.23), sendo o processo adaptativo realizado externamente ao aparelho auditivo. Na segunda abordagem (forma direta), foi implementada toda a estrutura da Figura 3.25 no aparelho auditivo. Os resultados para ambas as abordagens são apresentados na Seção 4.2.2.

Entretanto, verificou-se que, em decorrência de limitações práticas de implementação, os w_{cm}^{-1} obtidos não compensaram completamente os efeitos da caixa de som e do microfone, gerando resultados diferentes dos previstos pelo modelo teórico. Por isto, a fim de conciliar os resultados, incorporou-se à simulação e ao modelo, informações estatísticas do sinal $x'(n)$ resultante da implementação (Figura 3.26).

Implementação:



Simulação e modelo:

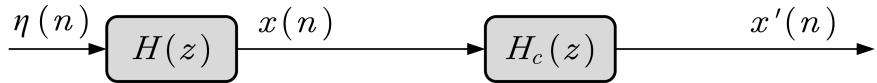


Figura 3.26: Compensação na implementação e simulação do sistema.

Dessa forma, na simulação e no modelo, acrescentou-se então o processo autorregressivo H_c com função de transferência $H_c(z)$ para acrescentar à $x(n)$ informações estatísticas dos resíduos da equalização (diferenças entre $x'(n)$ e $x(n)$). Na Seção 4.2.3, os parâmetros do processo AR são obtido pelo método de Burg (1968) através de segmentos do sinal captado pelo microfone. As equações não são alteradas, pois H e H_c podem ser agrupados em um processo autorregressivo com os coeficientes provenientes da convolução das respostas individuais.

4 RESULTADOS

Este capítulo apresenta, primeiramente, a verificação e validação dos modelos teóricos e implementação prática, através da comparação entre modelo, simulação e implementação do algoritmo para diferentes parâmetros (caminho de realimentação, modelo para o sinal de voz e comprimento dos filtros adaptativos). Em seguida, tem-se a comparação do método utilizado com o método direto em relação ao máximo ganho estável.

4.1 Geração de Ruído Gaussiano

Na Seção 3.5.2, foram apresentados dois métodos para a obtenção de variáveis aleatórias com distribuição gaussiana. Para implementação da forma polar do método de Box-Muller, descrita pelas Equações (3.33) e (3.34), necessita-se das operações de radiciação, logaritmo natural e divisão. O DSP GC5003 não possui instruções próprias referentes a estas operações, porém encontram-se disponíveis instruções de potenciação e logaritmo, ambas na base 2. Então recorre-se às identidades abaixo

$$b = \text{sign}(b)|b|, \quad \frac{b}{a} = \text{sign}(b) \times 2^{\log_2 |b| - \log_2 a}, \quad \sqrt{a} = 2^{\frac{1}{2}\log_2 a} \quad \text{e} \quad \ln a = \frac{\log_2 a}{\log_2 e} \quad (4.1)$$

onde a e b são reais, $a > 0$ e $\text{sign}(\cdot)$ é a função sinal. Logo, implementa-se

$$z_i = \text{sign}(v_i) \times 2^{\log_2 |v_i| - \frac{1}{2}\log_2 s} \times 2^{\frac{1}{2}\log_2 (-2\log_2 e \log_2 s)}, \quad i = 1, 2 \quad (4.2)$$

Para o método do teorema do limite central, são somadas $n = 4$ variáveis aleatórias com distribuição de probabilidade uniforme. A Figura 4.1 apresenta o histograma com 10^6 amostras geradas para cada método. As amostras foram normalizadas com desvio padrão $\sigma = 0.2$ de maneira que o intervalo $(-1, 1)$ corresponda a $(-5\sigma, 5\sigma)$.

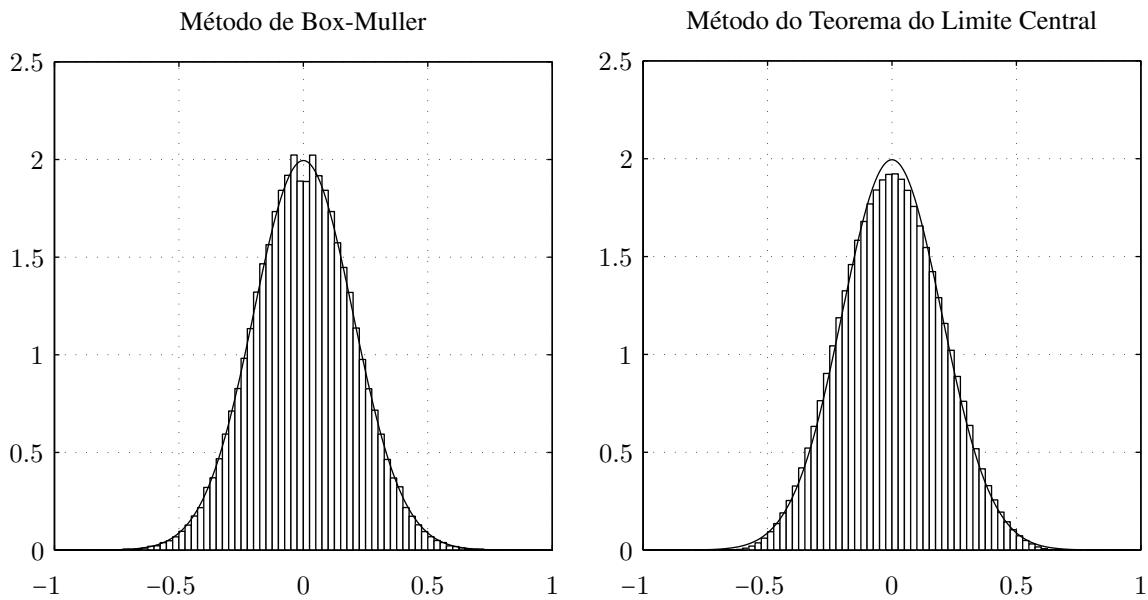


Figura 4.1: Histogramas referentes aos dois métodos implementados.

Ambos os histogramas se aproximam da curva gaussiana esperada (média zero e variância $\sigma^2 = 0.04$). Entretanto, o histograma relativo ao método de Box-Muller apresenta uma perda de amplitude para os pontos ao redor da média. Isto se deve, em parte, à forma tabelada com que as operações de potenciação (2^x) e logaritmo ($\log_2 x$) são implementadas já que o método depende essencialmente da precisão destas aproximações (BOX; MULLER, 1958). Entretanto, acredita-se que seja principalmente devido à utilização consecutiva de $\log_2 x$ para realizar $\sqrt{\ln x}$, pois o resultado da operação de logaritmo é dado com precisão diferente do valor de argumento da função. Geralmente, a precisão original é restabelecida através da operação de potenciação.

Quanto ao método do teorema do limite central, obteve-se o resultado esperado inicialmente apresentado na Figura 3.21. A distribuição obtida difere apenas em relação à forma levemente achatada em relação à gaussiana desejada.

Pelas autocorrelações normalizadas (Figura 4.2), nota-se que o método de Box-Muller produz amostras menos correlacionadas. Para o método do teorema do limite central, o resultado segue o esperado. A sequência decimada tem período $T_s = 2^{20} - 1$ amostras e se repete a partir de $n = 2^{20}$. As amostras originalmente vizinhas se encontram distantes em $n = \frac{1}{8}2^{20}$ amostras. Através do método do TLC, o período é reduzido para $\frac{1}{4}T_s$, a sequência se repete em $n = \frac{1}{4}2^{20} = 262144$ e tem-se a amostra correlacionada mais próxima em $n = \frac{1}{32}2^{20} = 32768$.

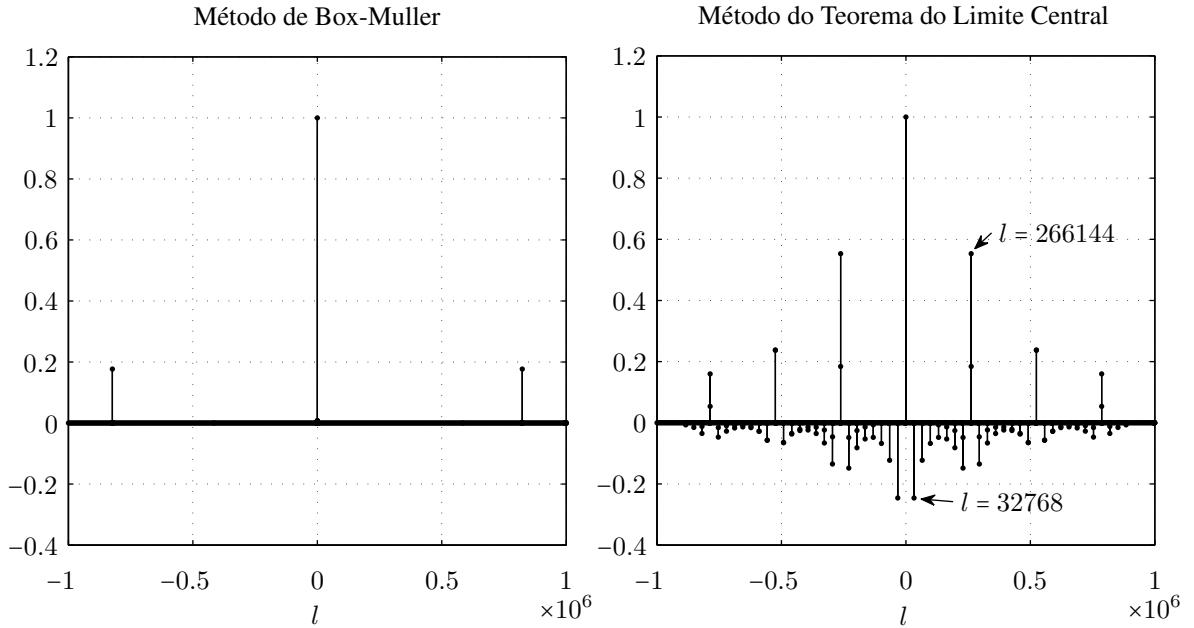


Figura 4.2: Autocorrelações normalizadas $r_\eta(l)$ referentes aos dois métodos implementados.

4.2 Validação da Implementação e do Modelo Teórico

Nesta seção, é apresentada a validação da estrutura de cancelamento da Figura 3.1 de forma gradual. A partir de uma configuração simples, sem os transdutores e com filtros de pequeno comprimento, aumenta-se a complexidade da estrutura, observando-se a similaridade dos resultados de implementação, simulação e modelo.

4.2.1 Validação da Implementação

Inicialmente, o sistema foi completamente implementado em linguagem assembly na plataforma de desenvolvimento Voyageur utilizando o programa GUIDE. O caminho de realimentação e o sinal de fala modelado foram construídos internamente ao processador de sinais.

O processo de realimentação foi implementado, filtrando-se artificialmente o sinal de saída do dispositivo pelo caminho acústico w_N^o da Figura 3.16, sendo então o resultado somado à entrada do sistema. Os parâmetros de implementação são dados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Parâmetros do algoritmo.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Atraso de processamento	D	78 (amostras)
Ganho	G_0	20
Passo de adaptação para $v(n)$	μ	0.05
Passo de adaptação para $p(n)$	ρ	1
Número de iterações	\mathcal{N}	10^6
Número de realizações	\mathcal{M}	10
Variância do sinal de entrada	σ_x^2	9.78×10^{-6}

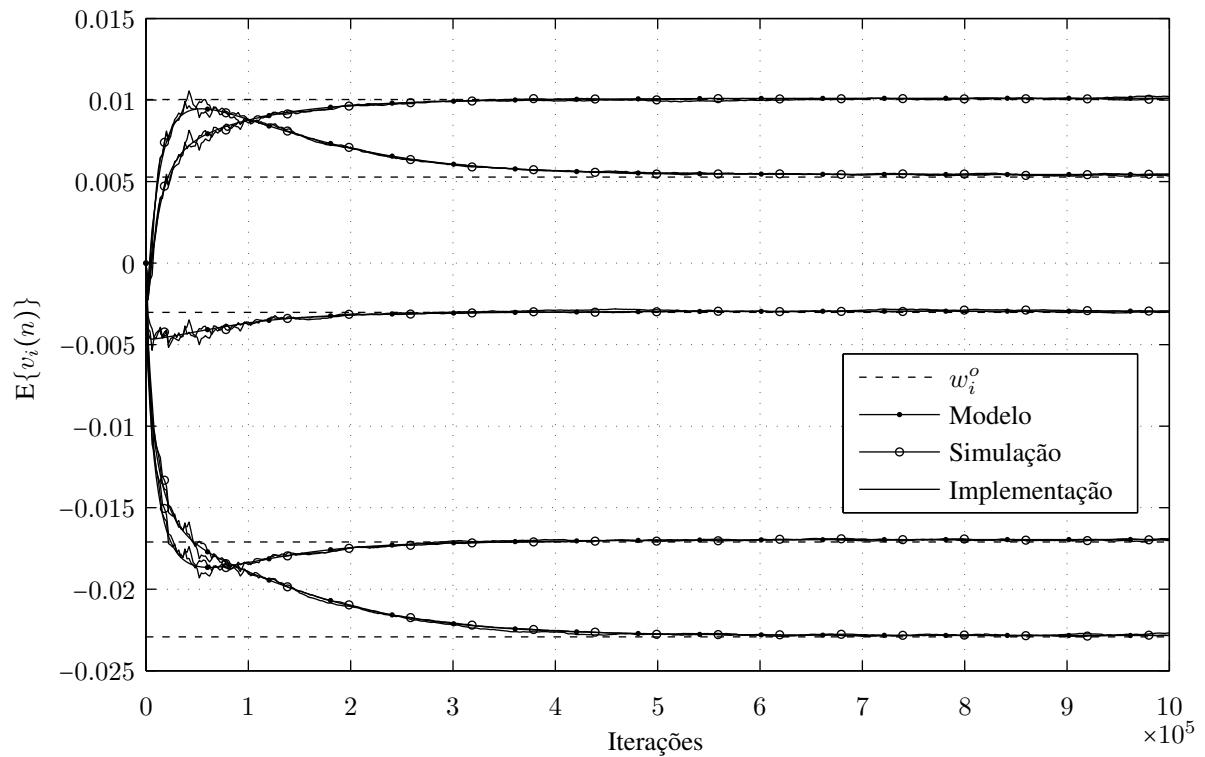
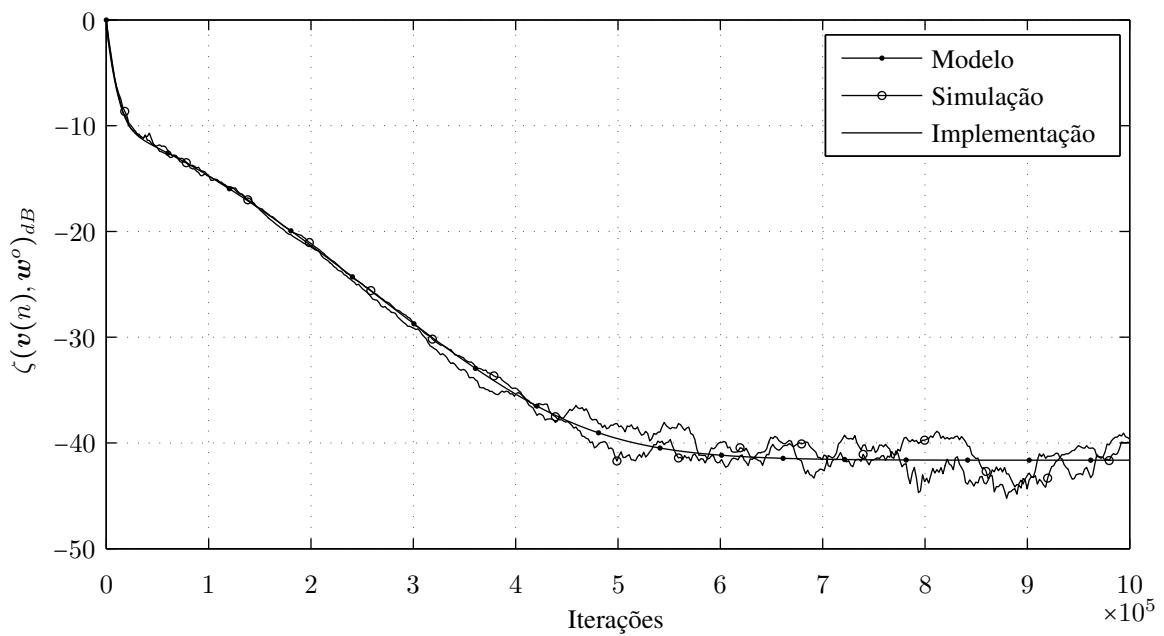
O processo autorregressivo H é escolhido com apenas um coeficiente $h_1 = -0.98$ e o caminho de realimentação \mathbf{w}_N^o como sendo $[w_{23}^o, w_{24}^o, \dots, w_{27}^o]^T$, parte da resposta da Figura 3.16. Os filtros $\mathbf{v}(n)$ e $\mathbf{q}(n) = \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{p}(n) \end{bmatrix}$ têm comprimento suficiente e, através do *desajuste dos coeficientes*, tem-se a visão geral da evolução dos mesmos:

$$\zeta(\mathbf{v}(n), \mathbf{w}^o - \mathbf{w}_c) = \frac{\|\mathbf{E}\{\mathbf{v}(n) - [\mathbf{w}^o - \mathbf{w}_c]\}\|_2^2}{\|\mathbf{w}^o - \mathbf{w}_c\|_2^2} \quad (4.3)$$

onde $\|\cdot\|_2$ é a norma Euclidiana de um vetor. \mathbf{w}_c não é atualizado.

Quanto à geração do ruído gaussiano $\eta(n)$, os dois métodos vistos apresentaram desempenhos semelhantes. Os resultados ilustrados abaixo, referem-se ao método do teorema do limite central, com desempenho levemente inferior em regime permanente (Tabela 4.2), mas que é de simples implementação.

As simulações apresentadas foram realizadas em ponto flutuante no aplicativo Matlab. Para o modelo, os valores em regime são provenientes das Equações (3.17) e (3.29).

Figura 4.3: Evolução dos coeficientes de $v(n)$.Figura 4.4: Desajuste (dB) dos coeficientes de $v(n)$ calculados a partir da Equação (4.3).

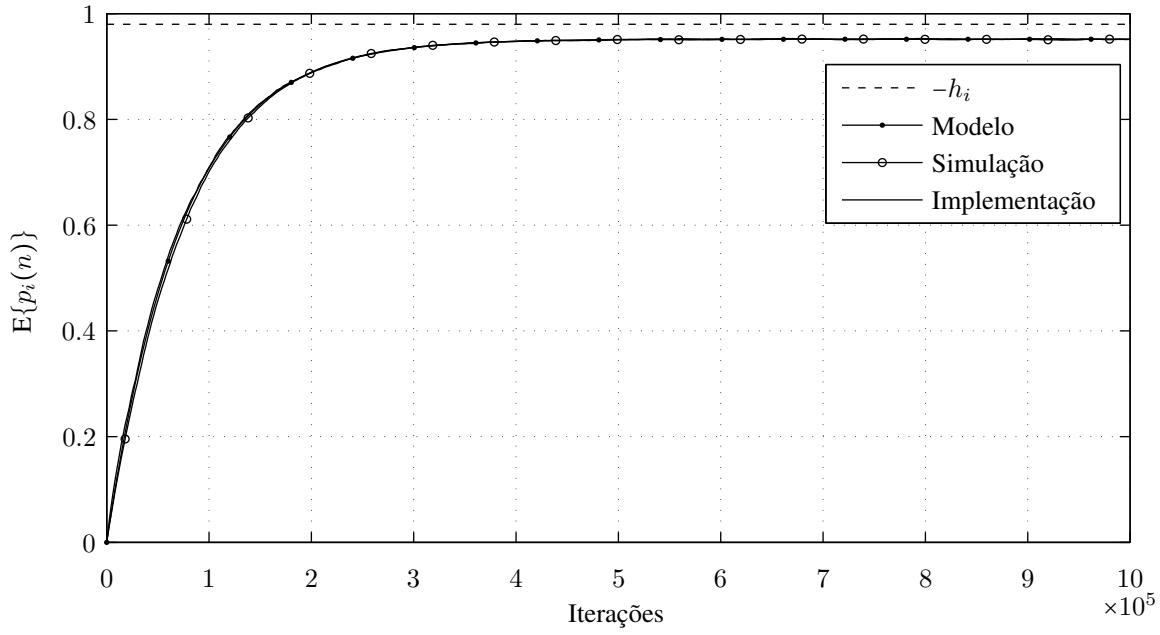
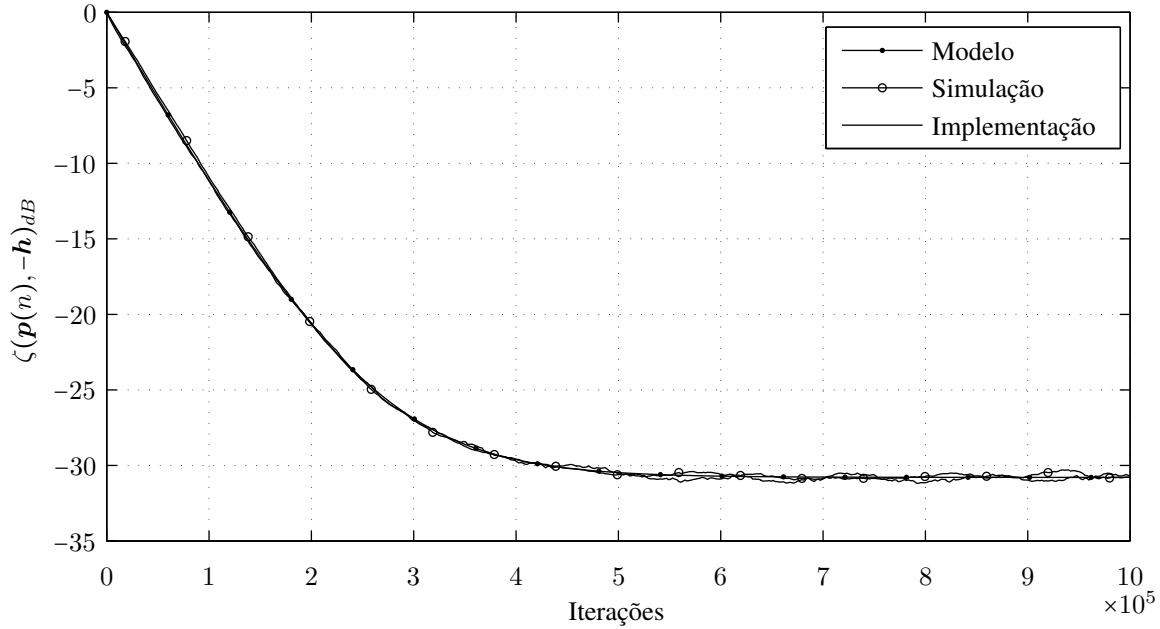
Figura 4.5: Evolução dos coeficientes de $p(n)$.Figura 4.6: Desajuste (dB) dos coeficientes de $p(n)$.

Tabela 4.2: Valores médios dos desajustes em regime permanente.

Parâmetro	Modelo	Simulação	Implementação (TLC)	Implementação (BM)
$\zeta(v(\infty), w^o)_{dB}$	-41.63	-41.43	-42.41	-43.52
$\zeta(p(\infty), -h)_{dB}$	-30.79	-30.63	-30.84	-31.90

Para ambos os filtros, nota-se excelente concordância entre modelo, simulação e implementação. Com este resultado, valida-se então, o algoritmo implementado na plataforma Voyageur.

4.2.2 Influência da Resposta da Caixa Acústica e do Microfone

Antes de validar o sistema utilizando sinais externos, justifica-se a necessidade de compensação da resposta combinada w_{cm} da caixa acústica e do microfone do aparelho auditivo. Nas Figuras 4.7 e 4.8, são apresentadas duas respostas ao impulso inversas w_{cm}^{-1} obtidas através das duas abordagens descritas na Seção 3.5.5. A resposta w_{cmi}^{-1} foi obtida a partir de w_{cm} (Figura 3.23) pela abordagem indireta; a resposta w_{cmd}^{-1} foi estimada pela abordagem direta.

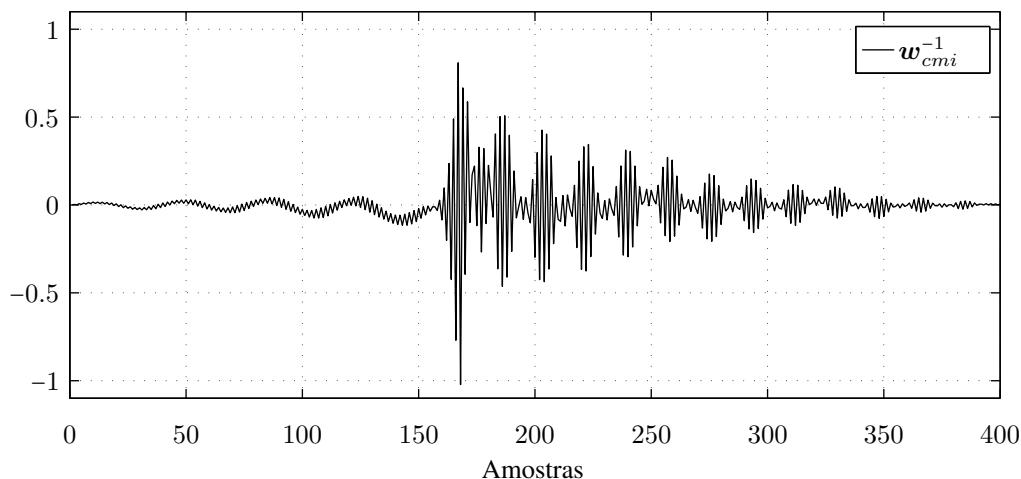


Figura 4.7: Resposta ao impulso inversa w_{cmi}^{-1} obtida pela abordagem indireta (Seção 3.5.5).

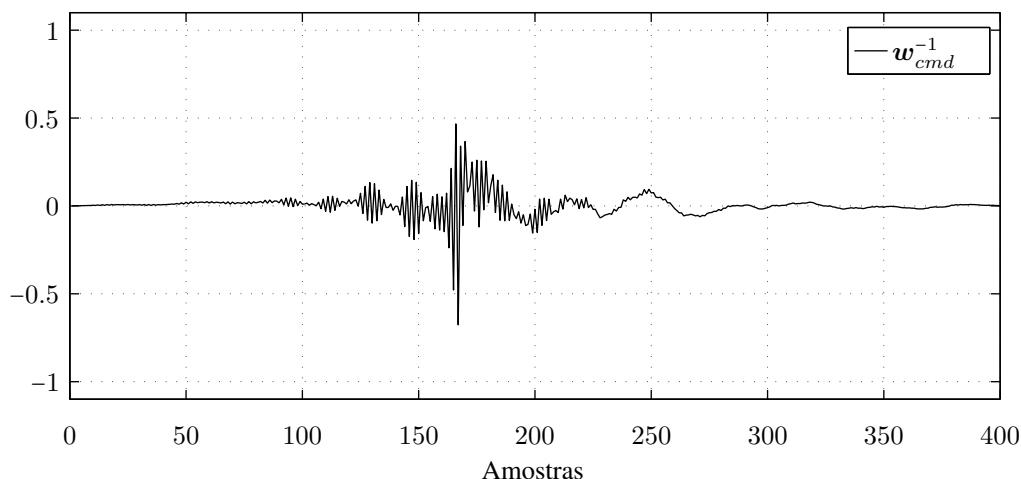


Figura 4.8: Resposta ao impulso inversa w_{cmd}^{-1} obtida pela abordagem direta (Seção 3.5.5).

A validade do procedimento teórico de inversão de w_{cm} pode ser verificada para o caso em que este foi utilizado (forma indireta). A convolução de w_{cm} e w_{cm}^{-1} é apresentada na Figura 4.9, onde tem-se o impulso resultante.

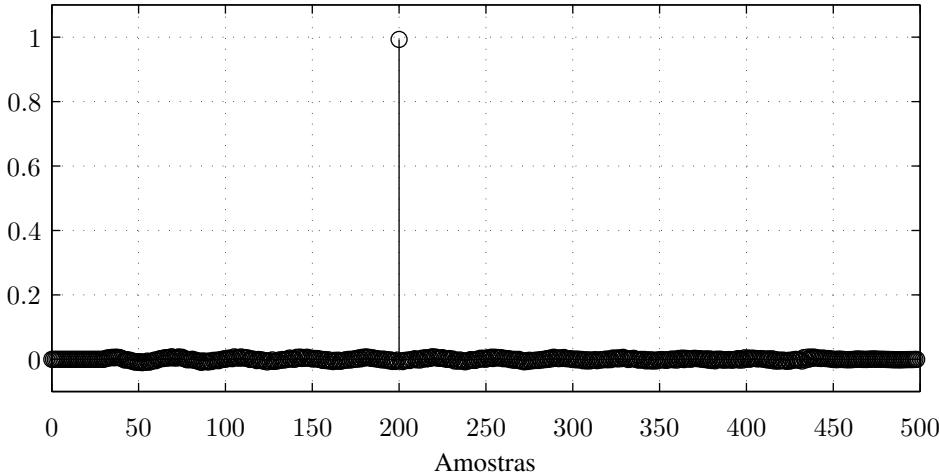


Figura 4.9: Convolução de w_{cm} e w_{cm}^{-1} .

Para verificar a compensação da influência de w_{cm} através da inserção de um pré compensador, utilizou-se a configuração apresentada na Figura 4.10 onde tem-se o filtro de erro de predição $q(n) = \begin{bmatrix} 1 \\ -p(n) \end{bmatrix}$.

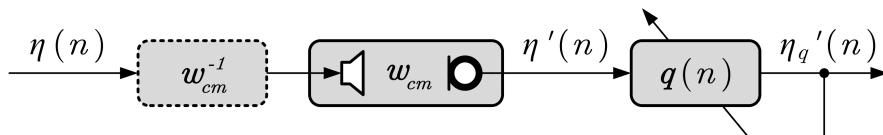
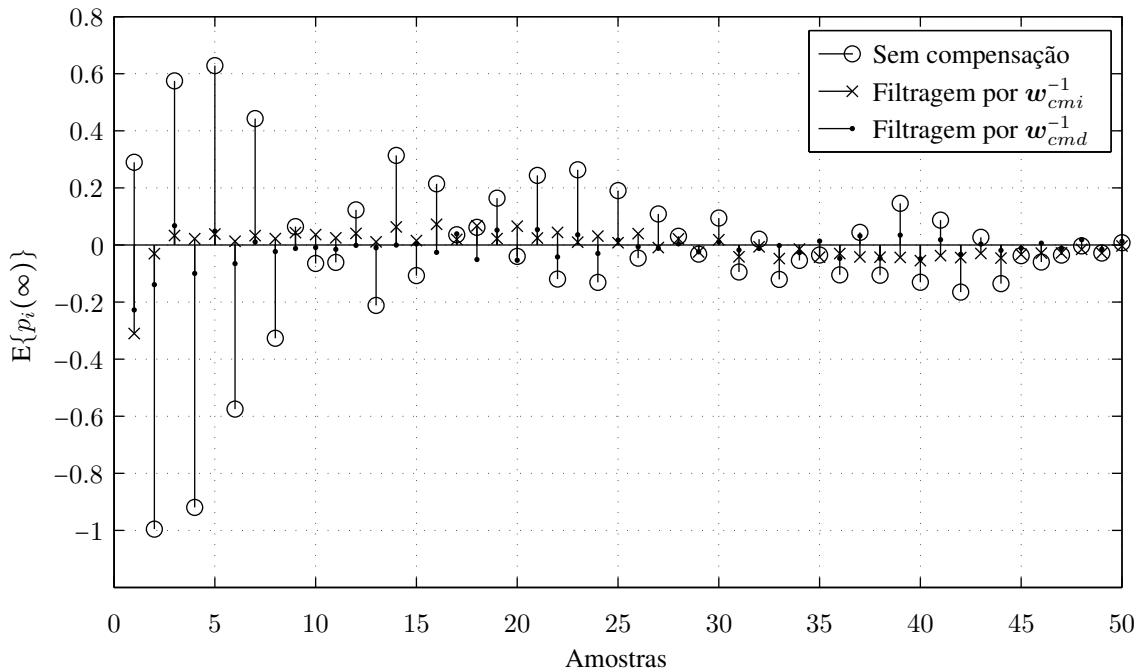


Figura 4.10: Verificação da influência de w_{cm} .

Inicialmente, o ruído branco gaussiano $\eta(n)$ é filtrado por uma das respostas ao impulso apresentadas na Figura 4.10, sendo então enviado à caixa acústica. Após a captação pelo microfone, o sinal é processado por um preditor adaptativo com a finalidade de verificar a correlação deste sinal. Os parâmetros de implementação são apresentados na Tabela 4.3; os resultados em regime permanente, na Figura 4.11.

Tabela 4.3: Parâmetros do algoritmo.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Comprimento de $p(n)$	K	50
Passo de adaptação para $p(n)$	ρ	32
Número de iterações	\mathcal{N}	4×10^5
Número de realizações	\mathcal{M}	10
Variância do sinal de entrada ¹	$\sigma_{\eta'}^2$	9.78×10^{-6}

Figura 4.11: Coeficientes de $p(n)$ em regime permanente.

Para o sistema sem compensação, nota-se que w_{cm} introduz correlações ao sinal de excitação, já que os coeficientes de $p(n)$ em regime permanente não são nulos. As amplitudes dos coeficientes do preditor são significativas e justificam a necessidade de se amenizar as distorções provocadas pela caixa acústica e pelo microfone do aparelho auditivo.

Quanto às respostas inversas utilizadas, ambas levaram a resultados semelhantes com coeficientes próximos de zero. Optou-se então pelo uso de w_{cmd}^{-1} por apresentar $\|E\{p(\infty)\}\|_2 = 0.35$, inferior a 0.40, valor apresentado por w_{cmi}^{-1} . A pré-compensação tem como objetivo apenas permitir as confrontações entre os resultados da implementação real e dos modelos teóricos de forma que, em ambos os sistemas, as características dos sinais de entrada sejam idênticas.

¹Para $\sigma_{\eta'}^2 = 9.78 \times 10^{-6}$ a intensidade sonora na entrada do canal auditivo corresponde a de uma conversa normal, 60 dB SPL (FIELD; SOLIE, 2007).

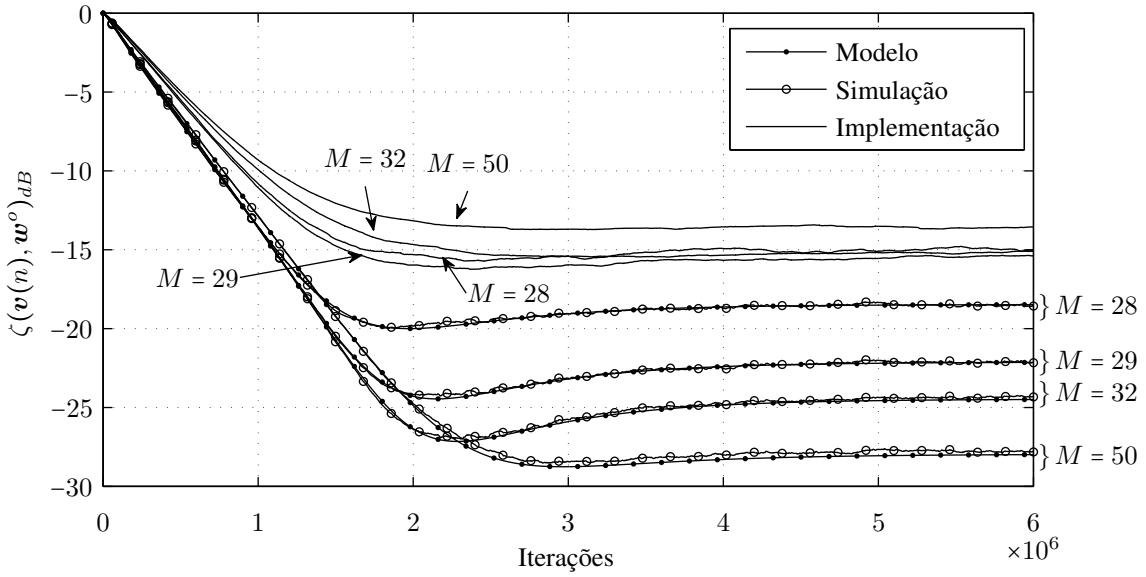
4.2.3 Validação Utilizando os Transdutores

Na Seção 4.2.2, comprovou-se a necessidade de se compensar a resposta \mathbf{w}_{cm} da caixa de som e do microfone do aparelho auditivo ao se utilizar os transdutores. Antes da validação, deseja-se ilustrar que, ainda assim, alguns resíduos da compensação podem provocar grandes diferenças entre os resultados teóricos e práticos. Os parâmetros dos testes realizados nessa seção são listados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4: Parâmetros do algoritmo.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Atraso de processamento	D	78
Ganho	G_0	6
Passo de adaptação para $v(n)$	μ	0.02
Passo de adaptação para $p(n)$	ρ	16
Comprimento de $v(n)$	M	50, 32, 29 e 28
Comprimento de $p(n)$	K	21
Coeficientes fixos de $v(n)$	M_0	15
Resposta inversa para compensação	\mathbf{w}_{cm}^{-1}	\mathbf{w}_{cmd}^{-1} (Figura 4.8)
Número de iterações	\mathcal{N}	6×10^6
Número de realizações	\mathcal{M}	10
Variância do sinal de entrada	σ_x^2	9.78×10^{-6}

Usa-se o processo autorregressivo H com 21 coeficientes (Figura 3.22) e o caminho de realimentação \mathbf{w}_N^o com 100 coeficientes (Figura 3.16). Os testes são realizados para diferentes comprimentos do filtro $v(n)$ e os resultados são sintetizados pelo desajuste de seus coeficientes apresentado na Figura 4.12.

Figura 4.12: Desajuste (dB) dos coeficientes de $v(n)$.

Neste experimento com os transdutores, nota-se acentuada disparidade entre resultados teóricos e práticos. Realizou-se então, um estudo em etapas, a partir de uma configuração simples, buscando as causas destas diferenças. Com isto, dois pontos importantes foram ressaltados:

- Com os parâmetros deste experimento, o produto $\mu e_v(n) u_q(n)$ na equação de atualização dos coeficientes de $v(n)$ (Equação (3.3)) tem magnitude comparável à precisão de 20 bits utilizada para as amostras de áudio. Esse fato acarreta na paralisia precoce do processo de adaptação. Sem alterar a precisão, a solução adotada consiste em usar o passo $\mu' = \alpha \times \mu$, com $\alpha = 16$, e dividir a saída do filtro $v(n)$ pelo mesmo fator.
- No sistema simplificado (ruído branco, sem filtros preditores, sem realimentação e $v(n)$ com 5 coeficientes), os resultados são comparáveis apenas quando são adicionadas à simulação e ao modelo, informações estatísticas do sinal de entrada obtido na saída do microfone, ao invés das características do sinal enviado ao alto-falante. Estas informações são consideradas na forma de um processo AR H_c obtido pelo método de Burg (1968) com 1000 segmentos de 1536 amostras do sinal captado pelo microfone². Assim, constata-se a presença de resíduos de correlação, não compensados pelos sistemas inver-

²O valor 1536 é referente ao comprimento da maior memória contínua existente na plataforma de desenvolvimento Voyageur (GENNUM, 2006c).

sos (Seção 4.2.2). Para o sistema simplificado, um processo AR de ordem 3 foi suficiente para aproximar os resultados.

Retomando-se então, a validação com os transdutores, incluiu-se o fator α sobre o passo e o processo AR H_c na simulação e modelagem. Foi obtido um novo processo H_c (Figura 4.13) através do procedimento descrito acima. No entanto, desta vez foi necessário elevar a ordem do processo para 150 devido a $v(n)$ com comprimento $M = 50$ em um dos casos simulados:

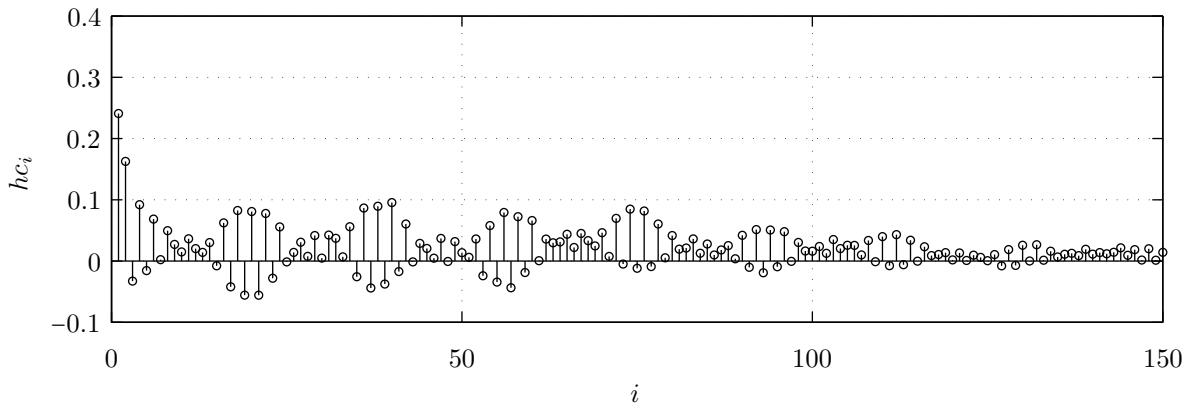


Figura 4.13: Coeficientes do processo autorregressivo H_c .

Os parâmetros para a validação são dados na Tabela 4.5. Com o novo processo AR H_c , implementado conforme o processo H , σ_η^2 foi alterado para manter σ_x^2 escolhido.

Tabela 4.5: Parâmetros do algoritmo.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Atraso de processamento	D	78
Ganho	G_0	6
Passo de adaptação para $v(n)$	μ	0.02
Passo de adaptação para $p(n)$	ρ	32
Comprimento de $v(n)$	M	50, 26 e 25
Comprimento de $p(n)$	K	21, 9, 7 e 3
Coeficientes fixos de $v(n)$	M_0	15
Caminho de realimentação	w_N^o	w_N^o (Figura 3.16)
Resposta inversa para compensação	w_{cmd}^{-1}	w_{cmd}^{-1} (Figura 4.8)
Número de iterações	N	2×10^6
Número de realizações	M	10
Variância do sinal de entrada	σ_x^2	9.78×10^{-6}

A estrutura final implementada é ilustrada na Figura 4.14, sendo que w_c é inicializado com zeros e não é atualizado, pois na modelagem (Seção 3.3) considerou-se estacionária a parte acima da linha tracejada. Em seguida, tem-se a evolução de coeficientes de $v(n)$ para os comprimentos calculados (a fim de ilustrar a concordância e o comportamento proporcional), o desajuste de ambos os filtros adaptativos e as respostas de $v(n)$ e $p(n)$ em regime permanente.

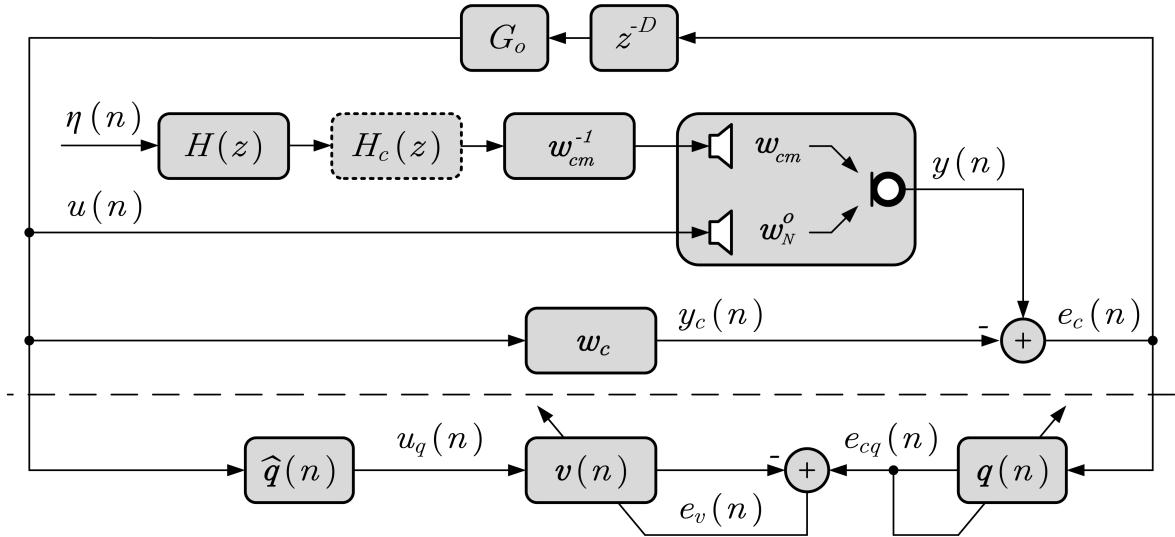


Figura 4.14: Estrutura de cancelamento para validação da implementação, simulação e modelo.

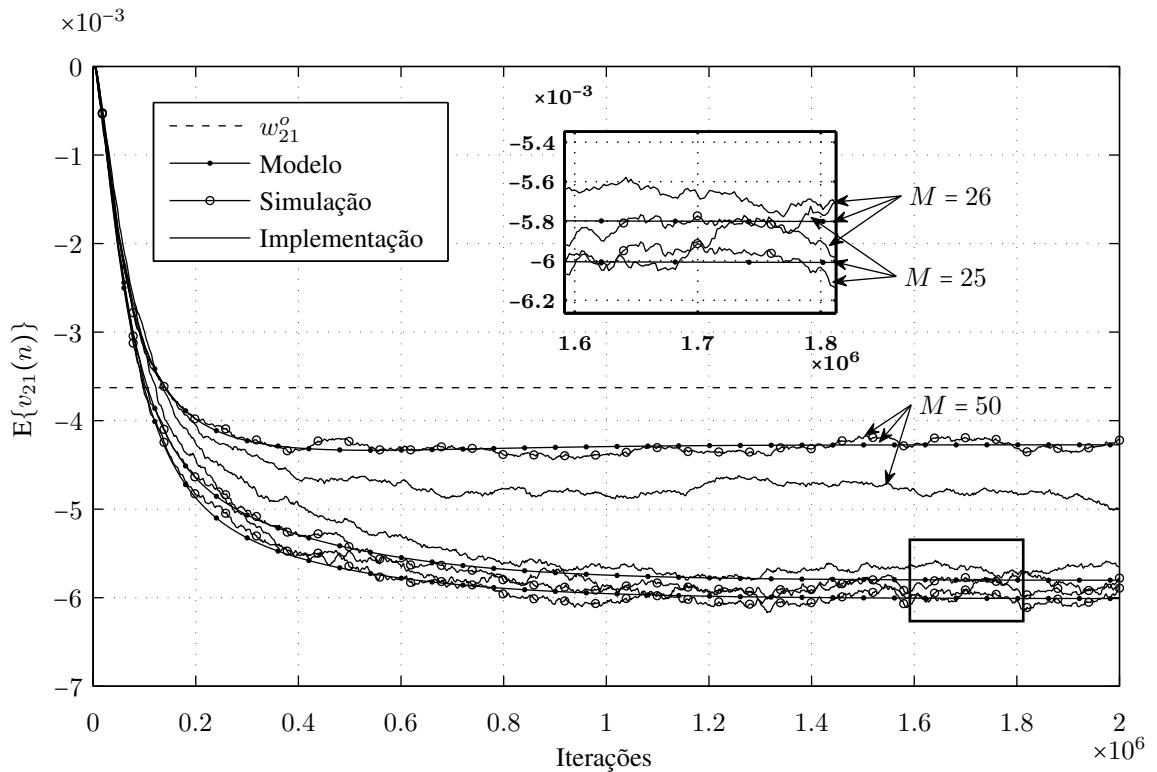


Figura 4.15: Evolução do coeficiente $v_{21}(n)$.

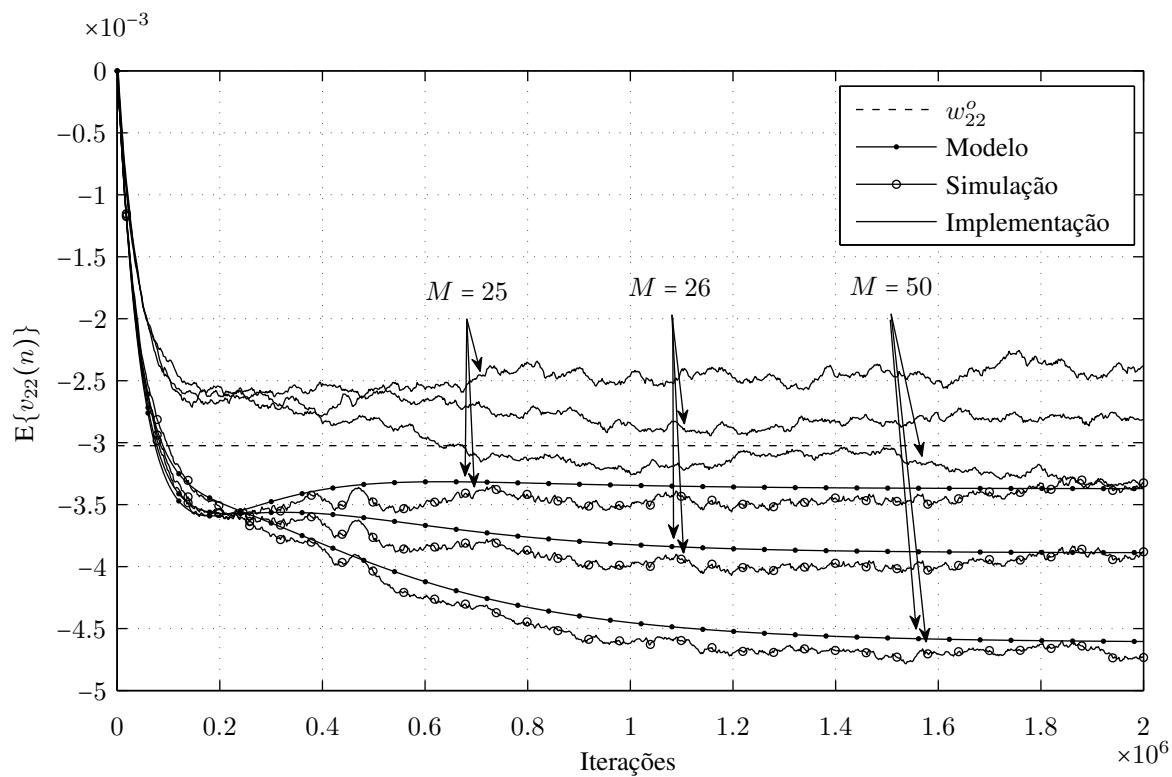


Figura 4.16: Evolução do coeficiente $v_{22}(n)$.

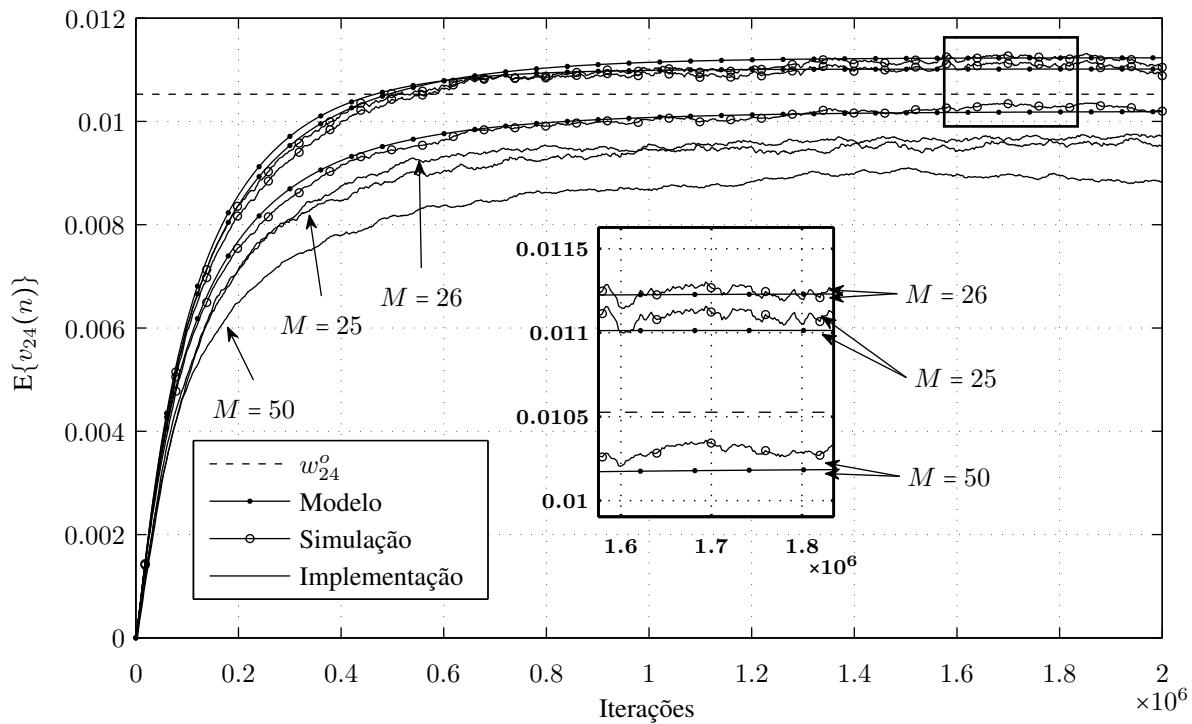
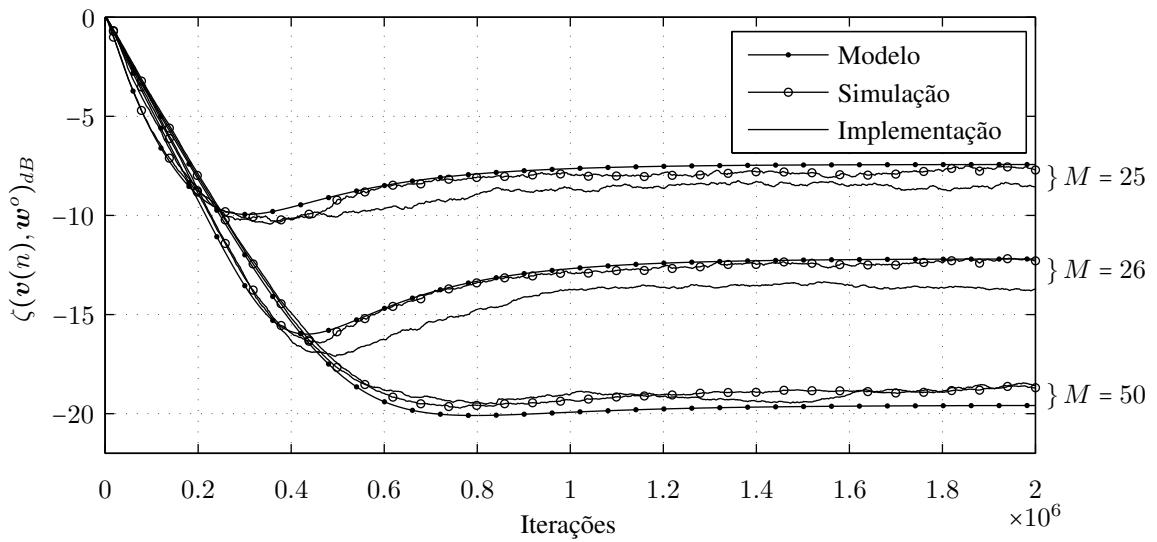
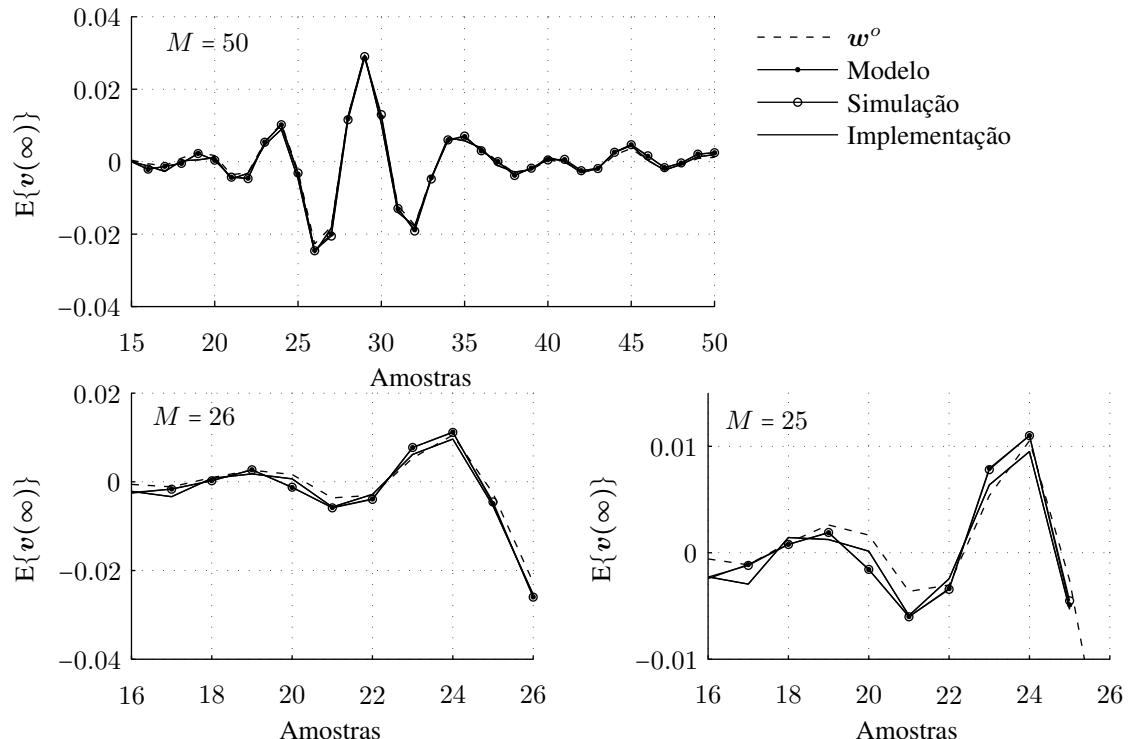


Figura 4.17: Evolução do coeficiente $v_{24}(n)$.

Figura 4.18: Desajuste (dB) dos coeficientes de $v(n)$ para $K = 21$.Tabela 4.6: Valores médios de $\zeta(v(n), w^o)_{dB}$ em regime permanente para $K = 21$.

Comprimento de $v(n)$	Modelo	Simulação	Implementação
$M = 25$	-7.43	-7.78	-8.50
$M = 26$	-12.19	-12.38	-13.59
$M = 50$	-19.58	-18.83	-18.93

Figura 4.19: Regime permanente dos coeficientes de $v(n)$ para $K = 21$.

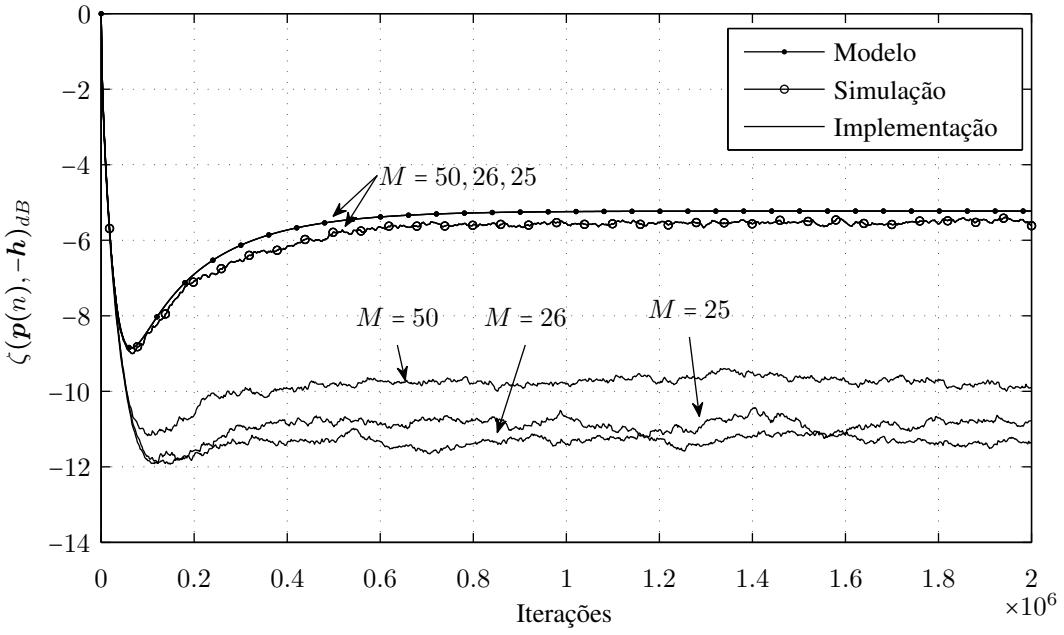


Figura 4.20: Desajuste (dB) dos coeficientes de $p(n)$ para $K = 21$.

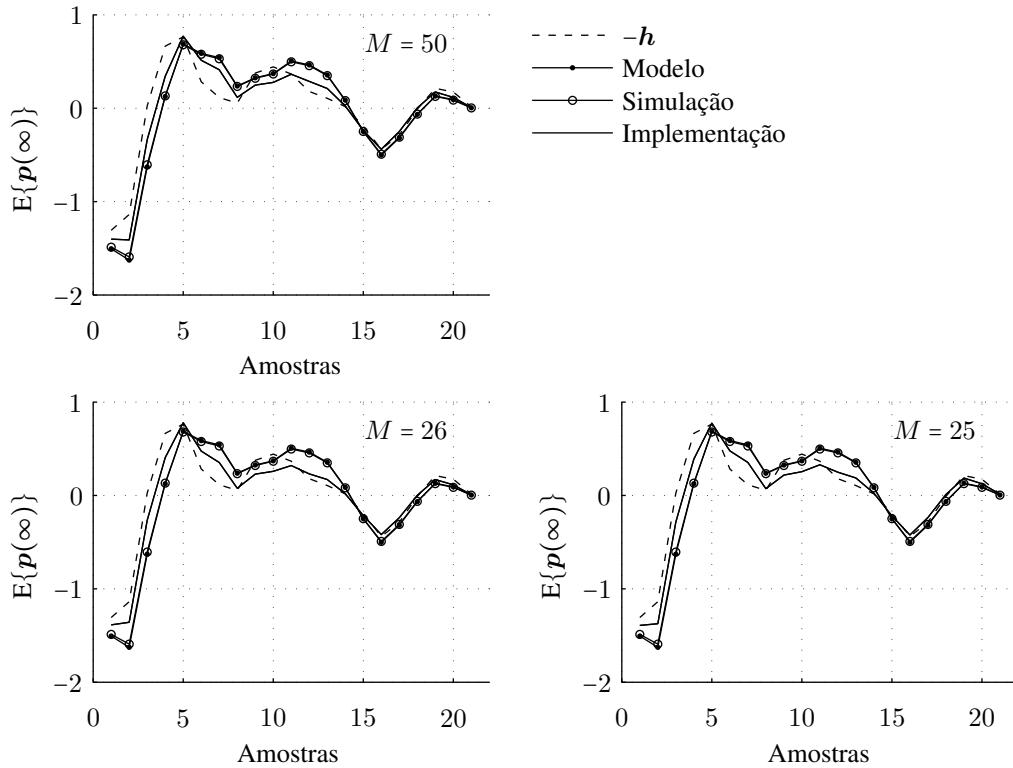


Figura 4.21: Regime permanente dos coeficientes de $p(n)$ para $K = 21$.

Para o filtro $v(n)$, embora individualmente alguns coeficientes se distanciem da simulação e do modelo, nota-se, a partir do gráfico do desajuste (Figura 4.18), boa concordância em relação à proximidade com os valores ótimos do caminho de realimentação w^o .

No caso do filtro $p(n)$, o modelo prevê muito bem o mesmo comportamento para os três comprimentos de $v(n)$ analisados. Considerando apenas os resultados práticos, observa-se uma evolução semelhante para os diversos comprimentos (Figura 4.20), porém com valores em regime permanente mais próximos dos ótimos que o previsto. Com isto, pode-se dizer que nesta situação o modelo é conservativo.

A seguir, são apresentados os resultados para o preditor $p(n)$ com comprimento insuficiente $K = 9$, $K = 7$ e $K = 3$. Na Figura 4.22, como esperado, tem-se a velocidade de convergência e o regime permanente do filtro $v(n)$ prejudicados à medida que se reduz o comprimento do preditor. Na Figura 4.23, tem-se o desajuste dos coeficientes do preditor, onde se omitiu o caso $K = 21$ para melhor visualização das curvas. Entretanto, este caso encontra-se ilustrado na Figura 4.20.

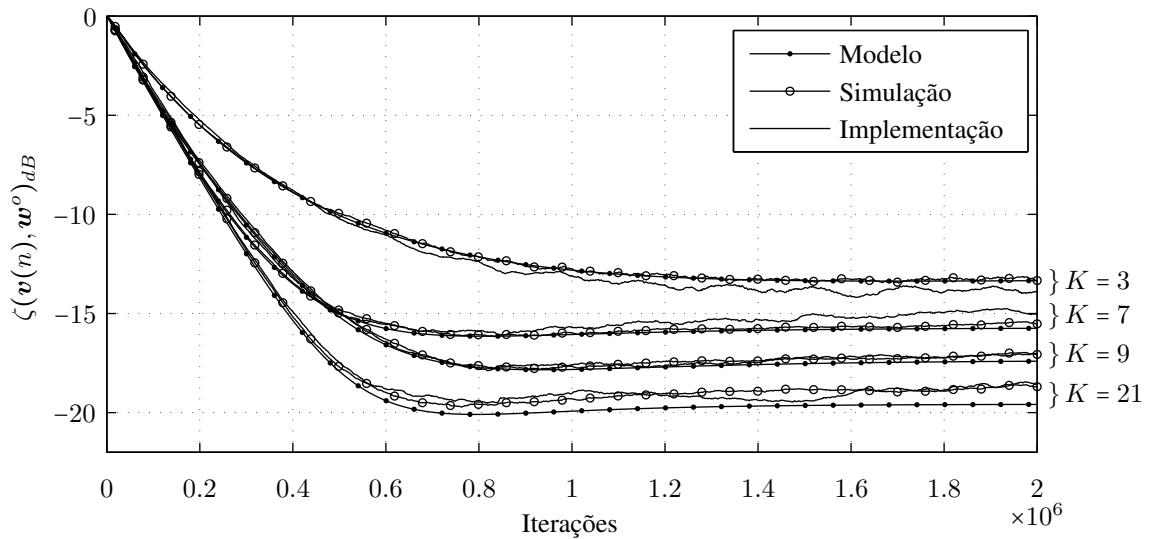


Figura 4.22: Desajuste (dB) dos coeficientes de $v(n)$ para $M = 50$.

Tabela 4.7: Valores médios dos desajustes (dB) em regime permanente para $M = 50$.

K	$\zeta(v(n), w^o)_{dB}$			$\zeta(p(n), -h)_{dB}$		
	Modelo	Simulação	Implementação	Modelo	Simulação	Implementação
3	-13.17	-13.29	-13.84	-11.11	-11.18	-11.50
7	-15.72	-15.62	-15.07	-8.48	-8.64	-9.22
9	-17.36	-17.21	-17.18	-4.89	-5.01	-5.80
21	-19.58	-18.83	-18.93	-5.23	-5.51	-9.73

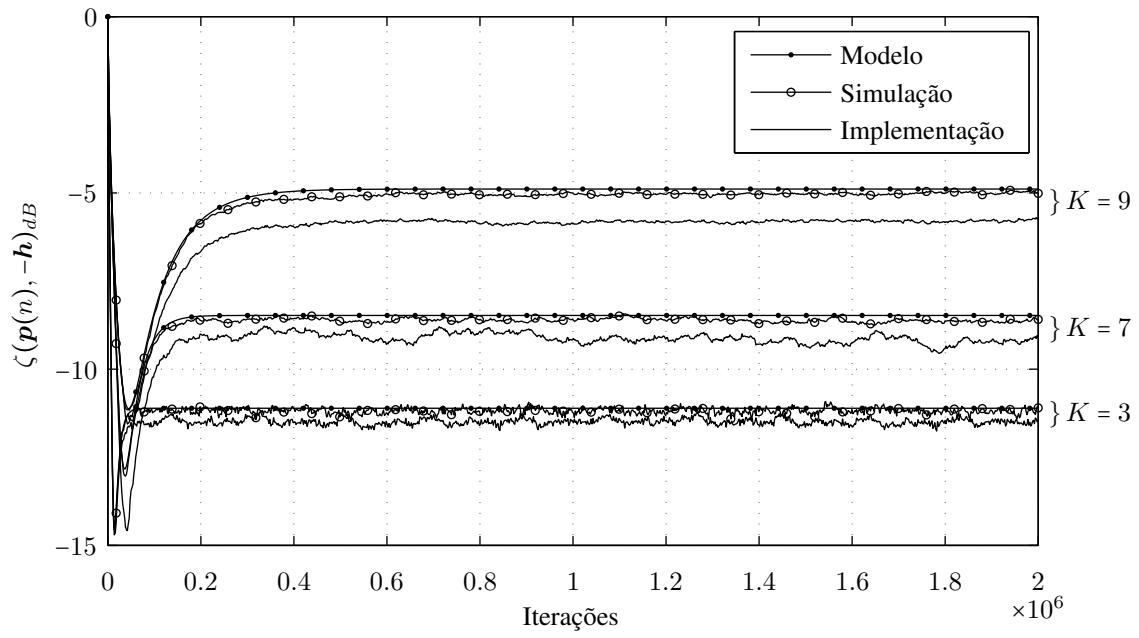


Figura 4.23: Desajuste (dB) dos coeficientes de $p(n)$ para $M = 50$.

4.3 Comparação com o Método Direto

Nesta seção, os resultados de regime permanente do modelo (Equações (3.17) e (3.29)) são utilizados para estimar a margem de ganho (MG) do sistema imediatamente antes da atualização de w_c . Esta atualização consiste em adicionar $E\{v(\infty)\}$ ao filtro FIR w_c e, em seguida, zerar $v(n)$ para que recomece a estimativa.

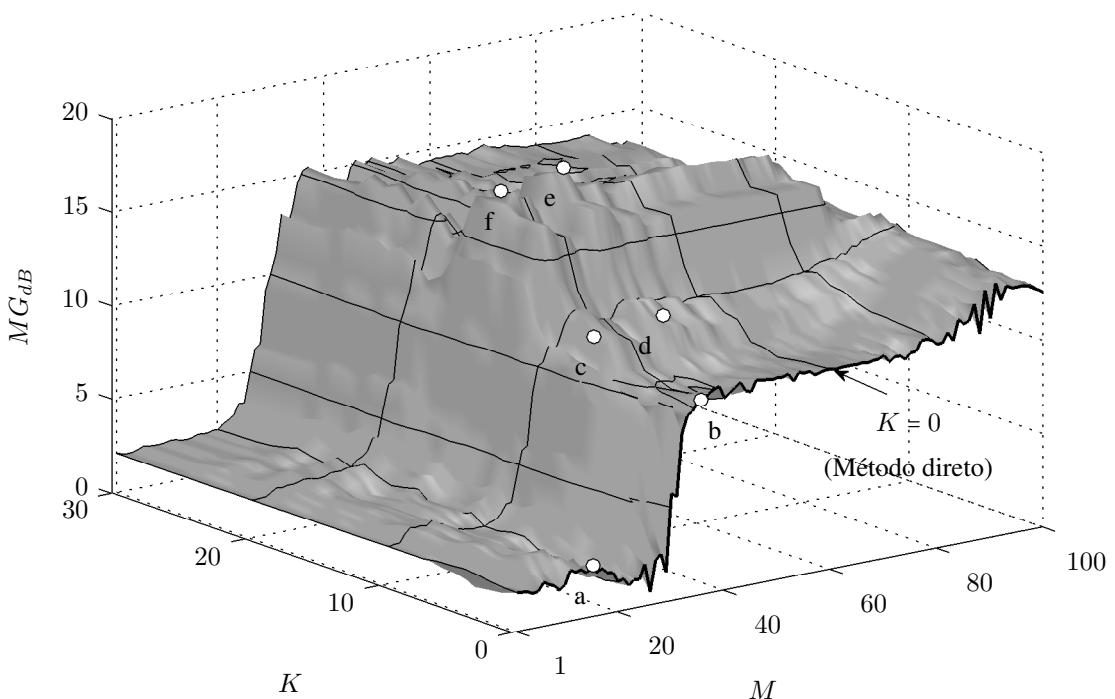
Caso w_c seja atualizado a cada amostra, a saída de $v(n)$ será sempre nula. Assim, tem-se a mesma estrutura do método de erro de predição (Figura 2.12). Para atualização não-contínua de w_c , tem-se a estrutura adaptativa robusta a variações bruscas de w_N^o , (Figura 2.14) e ainda, com a capacidade de estimar diretamente a diferença entre w_N^o e w_c . Neste teste, w_c é atualizado a cada amostra durante a implementação.

O método direto apresentado na Seção 2.5.2.3 é visto como um caso particular onde o comprimento dos filtros preditores é nulo. Os parâmetros escolhidos são representativos de uma situação real à exceção de passos de adaptação muito pequenos em relação ao limite de estabilidade imposto por eles (Tabela 4.8).

Tabela 4.8: Parâmetros do algoritmo.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Atraso de processamento	D	78
Ganho	G_0	5
Passo de adaptação para $v(n)$	μ	0.05
Passo de adaptação para $p(n)$	ρ	32
Comprimento de $v(n)$	M	$1, 2, \dots, 100$
Comprimento de $p(n)$	K	$0, 1, \dots, 21$
Coeficientes fixos de $v(n)$	M_0	0
Caminho de realimentação	w_N^o	w_N^o (Figura 3.16)
Resposta inversa para compensação	w_{cmd}^{-1}	w_{cmd}^{-1} (Figura 4.8)
Processo autorregressivo H	h_L	Figura 3.22
Processo autorregressivo H_c	h_c	Figura 4.13
Variância do sinal de entrada	σ_x^2	9.78×10^{-6}

Na Figura 4.24, tem-se a margem de ganho estimada para cada valor de K e M onde os pontos marcados correspondem às configurações implementadas. A margem de ganho é calculada buscando-se as frequências de cruzamento nas quais a fase da função de transferência de malha aberta do sistema iguala-se à 180° (POTVIN, 1994). Para os comprimentos de $p(n)$ escolhidos, curvas em função de M são destacadas na Figura 4.25.

Figura 4.24: Margem de ganho (dB) do sistema em função de K e M .

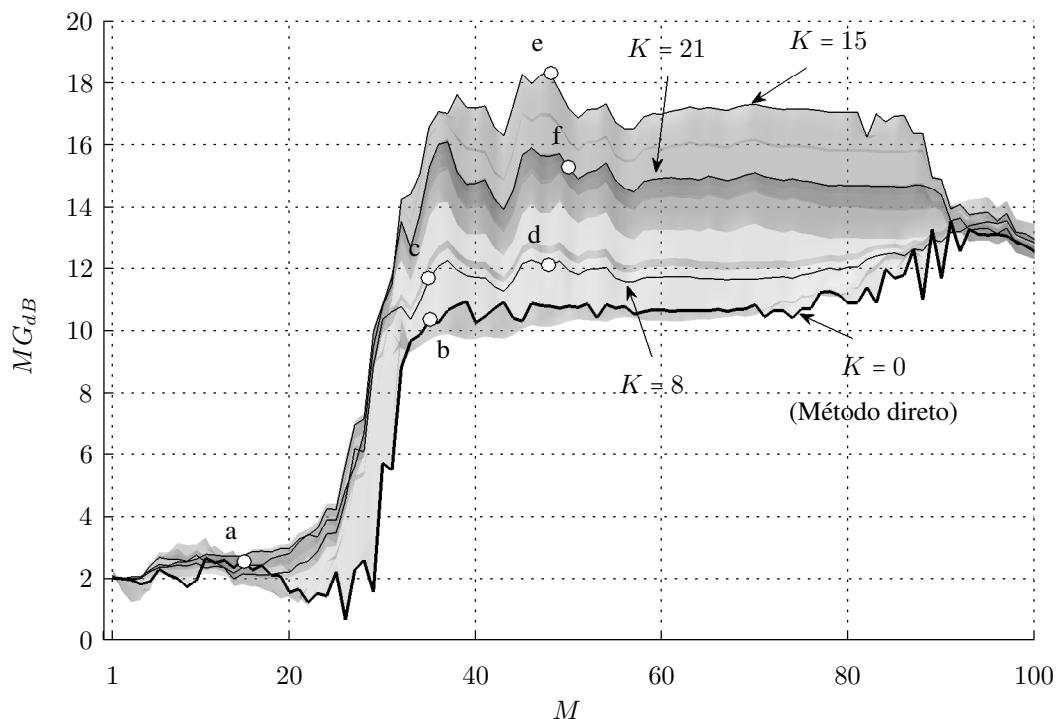


Figura 4.25: Margem de ganho (dB) em função de M para diferentes comprimentos de $p(n)$.

Para se determinar a ocorrência de oscilações de forma objetiva, existem os métodos da razão de concentração de potência (FREED; SOLI, 2006) e do critério de variação de função de transferência (SHIN et al., 2007). Estes métodos são geralmente usados em plataformas de testes de aparelhos auditivos (ROSCH; IMFELD, 2005; AUDIOSCAN, 2009), porém são adequados apenas para excitação com ruído branco. Para sinais de entrada correlacionados, sugere-se que os métodos sejam usados com modificações e de forma combinada (SPRIET et al., 2008; SPRIET; MOONEN; WOUTERS, 2009). Com isto, a aplicação de tais métodos torna-se complexa e optou-se por uma avaliação subjetiva, conforme descrito a seguir.

Nos testes práticos, utilizou-se o sinal captado pelo microfone situado no interior da orelha de silicone (Figura 3.6). O procedimento consiste em elevar o ganho manualmente em incrementos de 0.1 (escala linear) com o uso de um botão através da porta GPIO (Figura 3.3) da plataforma de desenvolvimento. Foram anotados dois valores de $G_{0\max}$: o primeiro é o maior ganho possível sem que oscilações sejam percebidas e o segundo, é o ganho no *limiar da estabilidade* do sistema. A Tabela 4.9 e a Figura 4.26 apresentam os resultados.

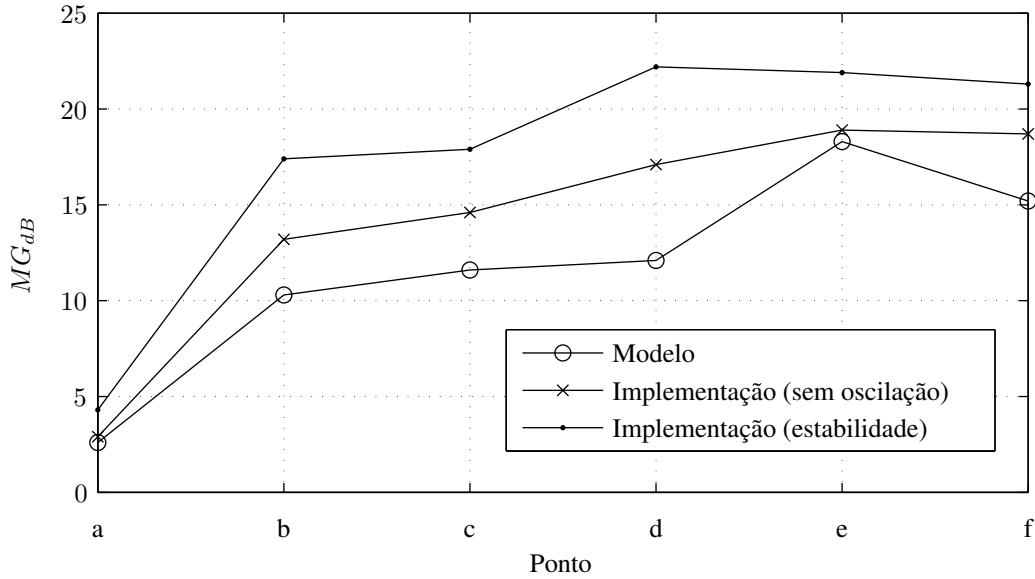


Figura 4.26: Margem de ganho (dB) do sistema para os pontos escolhidos.

Tabela 4.9: Margem de ganho (dB) e ganhos máximos (lineares).

Ponto	K	M	Modelo		Implementação (sem oscilações)		Implementação (estabilidade)	
			MG_{dB}	$G_{0 \text{ max}}$	MG_{dB}	$G_{0 \text{ max}}$	MG_{dB}	$G_{0 \text{ max}}$
a	0	15	2.6	6.7	2.9	7.0	4.3	8.2
b	0	35	10.3	16.4	13.2	23.0	17.4	37.2
c	8	35	11.6	19.2	14.6	27.0	17.9	39.5
d	8	48	12.1	20.2	17.1	36.0	22.2	64.5
e	15	48	18.3	41.0	18.9	44.0	21.9	62.3
f	21	50	15.2	28.8	18.7	43.0	21.3	58.7

Pelas figuras apresentadas, nota-se que o modelo prevê a margem de ganho nem sempre crescente com o aumento do número de coeficientes K ou M . Na Tabela 4.9, este fato é comprovado em implementação pela redução dos ganhos máximos entre os pontos e e f .

No Capítulo 5 são realizados outros comentários referentes a este teste, onde também são abordados aspectos do modelo derivado.

5 DISCUSSÃO E CONCLUSÕES

Neste capítulo, são retomados e discutidos pontos importantes do trabalho. Finalmente, as conclusões são apresentadas e sugestões são propostas para pesquisas futuras.

5.1 Comprimentos Ótimos

Para a determinação do comprimento de $v(n)$, sugere-se que, durante a etapa de ajuste do aparelho auditivo, seja identificada a resposta ao impulso do caminho de realimentação. Com isto, tem-se a estimativa de M_0 (o atraso efetivo da resposta ao impulso) e do comprimento deste filtro. Pelas Figuras 3.16 e 3.19, nota-se que boa parte da energia da resposta ao impulso se concentra em cerca de 35 a 40 coeficientes. Ma et al. (2010) trabalham com uma resposta ao impulso obtida a 16 kHz e verifica-se que não há benefícios em relação ao máximo ganho estável para comprimentos acima de 40 coeficientes.

Quanto ao filtro preditor, o comprimento foi estimado em função da frequência de amostragem usada através da Equação (3.35). Porém, na situação estudada, segundo os resultados obtidos na Seção 4.3, tem-se praticamente o mesmo desempenho com cerca de 70% do comprimento calculado. Embora deva-se levar em consideração que não foram modelados sons vozeados neste trabalho, os resultados são coerentes com Rabiner e Schafer (1978), onde estima-se que no caso de sons vozeados, a ordem do preditor deve variar entre 2 a 18 coeficientes em função da aplicação.

5.2 Máximo Ganho

Na Seção 4.3, a estrutura de cancelamento foi utilizada com atualização de w_c a cada amostra e o ganho elevado manualmente. Com isto, foi possível obter ganhos superiores ao calculado a partir da margem de ganho inicial, conforme a estimativa do caminho de realimentação foi melhorada. O regime permanente dos filtros adaptativos é estimado pelo modelo assumindo-se

G_0 constante, sem levar em conta a existência de não-linearidades na resposta ao impulso \mathbf{w}_N^o do caminho de realimentação (que reduzem a polarização pois descorrelacionam os sinais $x(n)$ e $u(n)$) e estratégias de aumento de ganho. Assim, é possível que na implementação a estrutura apresente melhor desempenho que o previsto.

5.3 Recuperação do Sistema em Caso de Instabilidade

Na Seção 4.3, foram usados dois critérios subjetivos em relação à estabilidade do sistema para comparar a estrutura apresentada com o método direto. Na situação do primeiro critério, onde se observou o ganho necessário para o surgimento de oscilações, tem-se o sistema operando ainda de forma estável. No entanto, próximo ao que se chamou de *limiar da estabilidade*, nota-se a geração de ruídos incômodos na forma de estampidos. Ao se ultrapassar este limiar, percebe-se que o sistema não consegue se recuperar apenas com a redução do ganho. Tem-se grande parte dos coeficientes de ambos os filtros saturados de forma que os algoritmos adaptativos devam ser reinicializados. Existe então, a necessidade de estratégias de recuperação. Pode-se, por exemplo, recuperar um estado anterior do sistema a partir de um histórico dos valores de $\mathbf{v}(n)$ e \mathbf{w}_c (BISGAARD; DER, 2009).

5.4 Sinais de Entrada Correlacionados

Sabe-se que sinais correlacionados podem levar os filtros adaptativos realimentados a soluções polarizadas (SIQUEIRA; ALWAN, 2000). Na Seção 2.5.2.3, foi vista a possibilidade de se ter um sinal de excitação adicional como sinal compensador. Entretanto, foi também destacado que a abordagem é limitada aos usuários com perdas profundas, pois a excitação deve ser mantida abaixo do limiar de audição para evitar desconforto para o usuário.

No modelo adotado para o sinal de entrada (Seção 2.7), considerou-se apenas os sons não-vozeados. Desta forma, para sinais correlacionados como música e sons vozeados não se tem o modelo para o comportamento da estrutura. Através de um detector de atividade vocal (VAD¹),

¹VAD: *Voice Activity Detector*.

pode-se reduzir o passo de adaptação dos filtros na presença de sons vozeados para minimizar a polarização das soluções (RUPERT, 2008; THEVERAPPERUMA et al., 2008).

Um estudo comparativo realizado por Freed e Soli (2006) revela que as estruturas ditas *canceladoras*, que usam técnicas de cancelamento sobre o caminho de realimentação, sofrem mais com a presença de sinais correlacionados em relação às estruturas ditas *detectoras*, que utilizam principalmente filtros Notch (Seção 2.5.1.1). Neste estudo, apenas a estrutura canceladora patenteada por Fretz (2009) destacou-se como resistente a sinais periódicos. A estrutura possui um deslocador de fase, um medidor de fase e um detector de correlação para determinar se a fonte de correlação deve-se a realimentação ou ao próprio ambiente.

5.5 Concordância entre Modelo Teórico, Simulação e Implementação

Todos os testes foram realizados com passo de convergência muito pequeno. Maiores passos comprometem a restrição de adaptação lenta feita durante a derivação do modelo, gerando divergência entre os resultados obtidos em regime permanente e obtidos para o modelo teórico e simulação. Para manter a concordância, verificou-se que o passo deveria ser reduzido conforme o aumento da ordem dos filtros adaptativos e do processo AR envolvido na produção da fala.

Ao final da Seção 4.2.3, foram apresentados os resultados de validação utilizando os transdutores. A concordância das curvas relativas ao modelo teórico e à simulação confirmam a validade dos resultados apresentados por Maluenda (2009). Quanto à proximidade com os resultados de implementação, apesar das diferenças existentes na evolução de alguns coeficientes individuais, foi obtida boa concordância no comportamento geral (desajuste dos coeficientes).

5.6 Conclusões

Inicialmente, no Capítulo 2, foram apresentados os efeitos da realimentação acústica nos aparelhos auditivos. Em seguida, revisou-se as técnicas de cancelamento existentes e optou-se por uma estrutura promissora. No Capítulo 3, derivou-se o modelo para o comportamento dos coeficientes dos filtros adaptativos e definiu-se a configuração da estrutura assim como da câmara acústica de testes construída. No capítulo de resultados, foram validadas em implementação, as ferramentas estatísticas desenvolvidas em (MALUENDA, 2009) e sua expansão para o caso de comprimento deficiente do preditor e do cancelador. Assim, conhecendo-se a influência de parâmetros, como o comprimento dos filtros adaptativos, pode-se otimizar o desempenho da estrutura de cancelamento de realimentação acústica.

Em relação ao método direto mostrou-se que, mesmo com poucos coeficientes, o uso de filtros preditores é vantajoso para aumentar a margem de ganho do sistema. No caso da plataforma utilizada, o uso do filtro preditor cópia não implica em tempo adicional de processamento pois existem instruções específicas para filtragens simultâneas. Isto é possível, pois cada núcleo de processamento, chamado μ DSP (Seção 3.4.3), possui duas unidades lógicas e aritméticas permitindo cálculo paralelo.

Ao final deste trabalho, percebe-se que, mesmo sem o uso de um manequim próprio para pesquisas acústicas (KEMAR), foi possível construir uma câmara acústica de baixo custo para testes de cancelamento de realimentação na qual podem ser obtidos resultados muito próximos do desempenho teórico previsto.

5.7 Propostas para a Continuação do Trabalho

A seguir, são apresentadas sugestões para futuras pesquisas como para a continuação deste trabalho:

- A sugestão imediata consiste na pesquisa de estratégias de aumento de ganho, atualização do filtro cancelador e de recuperação do sistema na situação de instabilidade.
- Durante a derivação do modelo, foi considerada adaptação lenta dos filtros adaptativos. Seria interessante o estudo desta limitação de modelagem teórica em função do uso de passos de convergência elevados.
- Neste trabalho, adotou-se para o caminho direto de processamento do aparelho auditivo o ganho G_0 em banda larga. Entretanto, as perdas auditivas não se distribuem uniformemente pelo espectro de frequências. Assim, torna-se interessante a existência de um modelo considerando o ganho de cada banda, já que na prática a compensação é realizada em bandas de frequência.
- A câmara acústica construída poderá também ser reaproveitada em outras áreas de pesquisa relacionadas aos aparelhos auditivos. Em (SMRIGA, 2004), por exemplo, uma caixa acusticamente isolada contendo alto-falantes é usada no teste de cancelamento de ruído.
- No caso específico da plataforma de desenvolvimento Voyageur utilizada, sugere-se que seja explorado o potencial da porta GPIO. Quando configurada adequadamente, consegue-se a inserção e extração de dados na taxa de amostragem. Contudo, deve-se ter um sistema de processamento de dados capaz de lidar com a taxa de bits resultante. Desta forma, o desenvolvimento de algoritmos com esta plataforma seria facilitado e acelerado com a possibilidade de se monitorar variáveis continuamente e a cada amostra.

ANEXO A – CÁLCULO DAS CORRELAÇÕES

Neste anexo são calculadas as correlações necessárias para completar as Equações (3.11) e (3.24) do modelo do comportamento médio dos coeficientes de $\mathbf{v}(n)$ e $\mathbf{q}(n)$ da Figura 3.1.

A.1 Cálculo de \mathbf{R}_{uquq} , \mathbf{R}_{uquqM} , $\mathbf{R}_{uqu\bar{q}}$ e r_{xquq}

A matriz \mathbf{R}_{uquq} foi definida na Seção 3.3.1 como $\mathbf{R}_{uquq} = \mathbb{E}\{\mathbf{u}_q(n)\mathbf{u}_q^T(n)\}$. Seus elementos são então dados por

$$R_{uquq(i,j)} = \mathbb{E}\{u_q(n - M_0 - i + 1)u_q(n - M_0 - j + 1)\}, \quad \begin{array}{l} i = 1, 2, \dots, M - M_0 \\ j = 1, 2, \dots, M - M_0 \end{array} \quad (\text{A.1})$$

Como $u_q(n)$ representa $u(n)$ filtrado por $\mathbf{q}(n)$ tem-se

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

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

$$R_{uquq(i,j)} = \mathbb{E}\left\{\sum_{k=1}^{K+1} q_k(n)u(n - k - M_0 - i + 2) \sum_{l=1}^{K+1} q_l(n)u(n - l - M_0 - j + 2)\right\} \quad (\text{A.3})$$

onde foi considerada adaptação lenta de $\mathbf{q}(n)$. Substituindo-se n por $n + k + M_0 + i - 2$ obtém-se

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

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 (PAPOULIS; PILLAI, 2002). Assim

$$R_{uquq(i,j)} = \sum_{k=1}^{K+1} \sum_{l=1}^{K+1} \text{E}\{q_k(n)\} \text{E}\{q_l(n)\} r_u(l+j-i-k), \quad \begin{aligned} i &= 1, 2, \dots, M - M_0 \\ j &= 1, 2, \dots, M - M_0 \end{aligned}$$

onde $r_u(l) = \text{E}\{u(n)u(n-l)\}$. De forma semelhante são obtidas expressões para os elementos de \mathbf{R}_{uquqM} , $\mathbf{R}_{uqu\bar{q}}$ e \mathbf{r}_{uq} :

$$R_{uquqM(i,j)} = \sum_{k=1}^{K+1} \sum_{l=1}^{K+1} \text{E}\{q_k(n)\} \text{E}\{q_l(n)\} r_u(l+j-i-k-M_0), \quad \begin{aligned} i &= 1, 2, \dots, M - M_0 \\ j &= 1, 2, \dots, M \end{aligned}$$

$$R_{uqu\bar{q}(i,j)} = \sum_{k=1}^{K+1} \sum_{l=1}^{K+1} \text{E}\{q_k(n)\} \text{E}\{q_l(n)\} r_u(l+j-i-k-M_0+M), \quad \begin{aligned} i &= 1, 2, \dots, M - M_0 \\ j &= 1, 2, \dots, N - M \end{aligned}$$

$$r_{xquq(i)} = \sum_{k=1}^{K+1} \sum_{l=1}^{K+1} \text{E}\{q_k(n)\} \text{E}\{q_l(n)\} r_{xu}(l+i-k-1+M_0), \quad i = 1, 2, \dots, M - M_0$$

onde $r_{xu}(l) = \text{E}\{x(n)u(n-l)\}$. Expressões para $r_u(l)$ e $r_{xu}(l)$ são derivadas no Anexo A.3.

A.2 Cálculo de $\mathbf{R}_{ec ec}$, $\mathbf{R}_{ec x}$, $\bar{\mathbf{R}}_{ec x}$ e $\mathbf{R}_{ec u}$

Na Seção 3.3.3 definiu-se $\mathbf{R}_{ec ec} = \text{E}\{e_c(n-1)e_c^T(n-1)\}$. Os elementos são dados por

$$R_{ec ec(i,j)} = \text{E}\{e_c(n-i)e_c(n-j)\}, \quad \begin{aligned} i &= 1, 2, \dots, K \\ j &= 1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

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

$$R_{ec ec(i,j)} = r_{ec}(j-i), \quad \begin{aligned} i &= 1, 2, \dots, K \\ j &= 1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

onde $r_{ec}(l) = \text{E}\{e_c(n)e_c(n-l)\}$. De forma similar são obtidas expressões para os elementos de $\mathbf{R}_{ec x}$, $\bar{\mathbf{R}}_{ec x}$ e $\mathbf{R}_{ec u}$:

$$R_{ec x(i,j)} = r_{xec}(i-j), \quad \begin{aligned} i &= 1, 2, \dots, K \\ j &= 1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

$$\bar{R}_{ec x(i,j)} = r_{xec}(i-j-K), \quad \begin{aligned} i &= 1, 2, \dots, K \\ j &= 1, 2, \dots, L - K \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

$$R_{ec u(i,j)} = r_{ec u}(j-i-1), \quad \begin{aligned} i &= 1, 2, \dots, K \\ j &= 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

onde $r_{xec}(l) = \text{E}\{x(n)e_c(n-l)\}$ e $r_{ec u}(l) = \text{E}\{e_c(n)u(n-l)\}$. Expressões para $r_{ec}(l)$, $r_{xec}(l)$ e $r_{ec u}(l)$ são derivadas nas próximas seções.

A.3 Cálculo de $r_{xu}(l)$, $r_{ecu}(l)$ e $r_u(l)$

Observando a Figura 3.1, percebe-se que o sinal $u(n)$ pode ser expresso conforme

$$u(n) = G_0 e_c(n - D) \quad (\text{A.10})$$

e substituindo n por $n - l$:

$$u(n - l) = G_0 e_c(n - l - D) \quad (\text{A.11})$$

Multiplicando-se ambos os lados desta equação por $x(n)$ e $e_c(n)$, respectivamente, e em seguida aplicando o operador esperança, obtém-se

$$r_{xu}(l) = G_0 r_{xec}(l + D) \quad (\text{A.12})$$

$$r_{ecu}(l) = G_0 r_{ec}(l + D) \quad (\text{A.13})$$

De forma análoga, multiplicando-se (A.11) por (A.10) e em seguida aplicando o operador esperança, obtém-se

$$r_u(l) = G_0^2 r_{ec}(l) \quad (\text{A.14})$$

Assim, todas as correlações do modelo em questão dependem de $r_{ec}(l)$ e $r_{xec}(l)$, que são derivadas nos Anexos A.4 e A.5.

A.4 Cálculo de $r_{ec}(l)$

O sinal de erro $e_c(n)$ na Figura 3.1 pode ser expresso de forma recursiva conforme

$$e_c(n) = x(n) - G_0 e_c^T(n - D) v \quad (\text{A.15})$$

onde $e_c(n - D) = [e_c(n - D), e_c(n - D - 1), \dots, e_c(n - D - N + 1)]^T$ e $v = [\begin{smallmatrix} w_c - w^o \\ -\bar{w}^o \end{smallmatrix}]$. Multiplicando-se ambos os lados por $e_c(n - l)$ e calculando a esperança, obtém-se:

$$r_{ec}(l) = r_{xec}(l) - G_0 r_{ecN}^T(l - D) v \quad (\text{A.16})$$

onde $r_{xec}(l) = \mathbb{E}\{x(n)e_c(n-l)\}$ e $\mathbf{r}_{ecN}(l-D) = [r_{ec}(l-D), r_{ec}(l-D-1), \dots, r_{ec}(l-D-N+1)]^T$.

Para $l = 0$ tem-se que $r_{ec}(0)$ é função de $r_{ec}(-D), r_{ec}(-D-1), \dots, r_{ec}(-D-N+1)$. Como $e_c(n)$ é um sinal real, $r_{ec}(-l) = r_{ec}(l)$ (MANOLAKIS; INGLE; KOGON, 2005) e pela Equação (A.16) $r_{ec}(-D-N+1)$ é função de $r_{ec}(0), r_{ec}(1), \dots, r_{ec}(N-1)$. Assim para $l = 0, 1, \dots, D+N-1$, chega-se na equação matricial

$$\mathbf{r}_{ec}(l) = \mathbf{r}_{xec}(l) - G_0 \underbrace{\begin{bmatrix} v_N & \cdots & v_2 & v_1 \\ v_N & \cdots & v_2 & v_1 \\ \ddots & & \ddots & \ddots \\ v_N & \cdots & v_2 & v_1 \\ v_N & \cdots & v_2 & v_1 \\ v_N & \cdots & v_2 & v_1 \\ \ddots & \vdots & \ddots & \ddots \\ v_N & \cdots & v_2 & v_1 \end{bmatrix}}_{\Gamma'_v} \underbrace{\begin{bmatrix} r_{ec}(-D-N+1) \\ r_{ec}(-D-N+2) \\ \vdots \\ r_{ec}(-1) \\ r_{ec}(0) \\ r_{ec}(1) \\ \vdots \\ r_{ec}(N-1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{r}'_{ec}(l)}$$

onde v_1, v_2, \dots, v_N são os elementos do vetor \mathbf{v} . Os elementos de Γ'_v multiplicando $r_{ec}(l)$ podem então ser somados aos elementos multiplicando $r_{ec}(-l)$, para todo l . Assim tem-se o produto da matriz quadrada Γ_v pelo vetor \mathbf{r}_{ec} de dimensão $N+D$:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} & v_1 & v_2 & v_3 & \cdots & v_{N-2} & v_{N-1} & v_N \\ & \ddots & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & \ddots \\ v_1 & v_2 & v_3 & \cdots & v_{N-2} & v_{N-1} & v_N \\ v_1 & v_2 & v_3 & \cdots & v_{N-2} & v_{N-1} & v_N \\ v_2 & v_1 + v_3 & v_4 & \cdots & v_{N-1} & v_N \\ v_3 & v_2 + v_4 & v_1 + v_5 & \cdots & v_N \\ \vdots & \vdots & \vdots & & & & \\ v_{N-2} & v_{N-3} + v_{N-1} & v_{N-4} + v_N & \cdots & v_1 \\ v_{N-1} & v_{N-2} + v_N & v_{N-3} & \cdots & v_2 & v_1 \\ v_N & v_{N-1} & v_{N-2} & \cdots & v_3 & v_2 & v_1 \end{bmatrix}}_{\Gamma_v} \underbrace{\begin{bmatrix} r_{ec}(0) \\ \vdots \\ r_{ec}(D-1) \\ r_{ec}(D) \\ r_{ec}(D+1) \\ r_{ec}(D+2) \\ \vdots \\ r_{ec}(N+D-3) \\ r_{ec}(N+D-2) \\ r_{ec}(N+D-1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{r}_{ec}(l)}$$

Considerando $v_i = 0$ para $i \leq 0$ e $i > N$, a matriz Γ_v pode ser definida por:

$$\Gamma_{v(ij)} = \begin{cases} v_{i-D} & \text{se } j = 1 \text{ (primeira coluna),} \\ v_{i-D-j+1} + v_{i-D+j-1} & \text{se } j \neq 1 \text{ (demais colunas).} \end{cases}$$

A equação matricial resultante é tal que

$$\mathbf{r}_{ec}(l) = \mathbf{r}_{xec}(l) - G_0 \Gamma_v \mathbf{r}_{ec}(l) \quad (\text{A.17})$$

e pode ser resolvida calculando-se $[G_0 \Gamma_v + \mathbf{I}]^{-1}$:

$$\mathbf{r}_{ec}(l) = [G_0 \Gamma_v + \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{r}_{xec}(l) \quad (\text{A.18})$$

A.5 Cálculo de $r_{xec}(l)$

A correlação cruzada entre $x(n)$ e $e_c(n)$ pode ser avaliada através da transformada \mathcal{Z} inversa da densidade espectral complexa $R_{xec}(z)$ (OPPENHEIM; WILLSKY; NAWAB, 1996):

$$r_{xec}(l) = \frac{1}{2\pi j} \oint_C R_{xec}(z) z^{l-1} dz \quad (\text{A.19})$$

onde C é um contorno fechado no sentido anti-horário na região de convergência de $R_{xec}(z)$ centrado na origem do plano \mathcal{Z} .

Define-se $H_{ec}(z)$ como a função de transferência de $x(n)$ para $e_c(n)$ calculada pela transformada \mathcal{Z} da Equação (A.15)

$$H_{ec}(z) = \frac{1}{1 + G_0 z^{-D} \psi(z^{-1}) \mathbf{v}} \quad (\text{A.20})$$

para $\psi(z^{-1}) = [1, z^{-1}, z^{-2}, \dots, z^{-N+1}]$. Assim a densidade espectral complexa $R_{xec}(z)$ pode ser expressa por (MANOLAKIS; INGLE; KOGON, 2005)

$$R_{xec}(z) = H_{ec}^*(1/z^*) R_x(z) \quad (\text{A.21})$$

onde $R_x(z)$ é a transformada \mathcal{Z} da função de autocorrelação $r_x(l)$. O sinal de entrada $x(n)$ foi modelado pelo ruído branco $\eta(n)$ filtrado pelo processo autorregressivo H com função de

transferência $H(z)$. Desta forma $R_x(z)$ pode ser escrita como

$$R_x(z) = H(z)H^*(1/z^*)R_\eta(z) \quad (\text{A.22})$$

onde $R_\eta(z)$ é a transformada \mathcal{Z} de $r_\eta(l)$. Para $\eta(n) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\eta^2)$, tem-se que $r_\eta(l) = \sigma_\eta^2 \delta(l)$ e assim $R_\eta(z) = \sigma_\eta^2$. Com isto, substituindo (A.22) em (A.21) tem-se

$$R_{xec}(z) = H_{ec}^*(1/z^*)H(z)H^*(1/z^*)\sigma_\eta^2 \quad (\text{A.23})$$

Expressando $H(z)$ em função de seus pólos,

$$H(z) = \frac{1}{\prod_{i=1}^L (1 + a_i z^{-1})} = \frac{z^L}{\prod_{i=1}^L (z + a_i)} \quad (\text{A.24})$$

e substituindo em (A.23) juntamente com (A.20):

$$R_{xec}(z) = \frac{\sigma_\eta^2 z^L}{\prod_{i=1}^L (z + a_i) \prod_{i=1}^L (1 + a_i z)} \times \frac{1}{1 + G_0 z^D \psi(z) \mathbf{v}} \quad (\text{A.25})$$

Retomando a integral de linha da Equação (A.19), esta pode ser calculada usando o teorema do resíduo de Cauchy (OPPENHEIM; SCHAFER, 1989):

$$r_{xec}(l) = \sum [\text{Resíduos de } R_{xec}(z) z^{l-1} \text{ nos pólos envolvidos por } C] \quad (\text{A.26})$$

Para $H_{ec}(z)$ e $H(z)$ estáveis, todos os pólos de $H_{ec}^*(1/z^*)$ 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 pólos de $H(z)$ e caso $l < 1 - L$, também os pólos de z^{L+l-1} . Pela Equação (A.8), o valor mínimo assumido pelo argumento de $r_{xec}(l)$ é $1 - L$, então o somatório dos resíduos é realizado apenas sobre os pólos de $H(z)$.

Para $f(z) = R_{xec}(z) z^{l-1}$, o resíduo em um pôlo simples p_0 pode ser calculado por $\lim_{z \rightarrow p_0} (z - p_0) f(z)$ (CHURCHILL; BROWN, 1990). Desta maneira através de (A.26) obtém-se

$$r_{xec}(l) = \sum_{k=1}^L \frac{\sigma_\eta^2 (-a_k)^{l-1} (-a_k)^L}{\prod_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^L (a_i - a_k) \prod_{i=1}^L (1 - a_i a_k)} \times \frac{1}{1 + G_0(-a_k)^D \psi(-a_k) \mathbf{v}}, \quad l \geq 1 - L \quad (\text{A.27})$$

ANEXO B – CÁLCULO DE σ_η^2

A variância de $\eta(n)$ pode ser calculada com procedimento análogo à Seção A.4. O processo autorregressivo H é dado pela Equação (2.19). Para $G_s = 1$ tem-se

$$x(n) = \eta(n) - \mathbf{x}_L^T(n-1)\mathbf{h}_L \quad (\text{B.1})$$

onde $\mathbf{x}_L(n-1) = [x(n-1), x(n-2), \dots, x(n-L)]^T$ e $\mathbf{h}_L = [h_1, h_2, \dots, h_L]^T$. Multiplicando-se ambos os lados por $x(n-l)$ e calculando a esperança tem-se

$$r_x(l) = r_{\eta x}(l) - \mathbf{r}_x^T(l-1)\mathbf{h}_L \quad (\text{B.2})$$

onde $r_x(l) = E\{x(n)x(n-l)\}$, $r_{\eta x}(l) = E\{\eta(n)x(n-l)\}$ e $\mathbf{r}_x^T(l-1) = [r_x(l-1), r_x(l-2), \dots, r_x(l-L)]^T$. Para $l = 0, 1, \dots, L$, chega-se na equação matricial

$$\mathbf{r}_x = \mathbf{r}_{\eta x} - \left[\begin{array}{cccccc} h_L & \cdots & h_2 & h_1 & & & r_x(-L) \\ h_L & \cdots & h_2 & h_1 & & & r_x(-L+1) \\ \ddots & & \ddots & \ddots & & & \vdots \\ h_L & \cdots & h_2 & h_1 & & & r_x(-1) \\ h_L & \cdots & h_2 & h_1 & & & r_x(0) \\ h_L & \cdots & h_2 & h_1 & & & r_x(1) \\ \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & & & \vdots \\ h_L & \cdots & h_2 & h_1 & & & r_x(L-1) \end{array} \right]$$

No entanto $r_x(-l) = r_x(l)$ para $x(n)$ real. Desta forma a equação matricial torna-se

$$\mathbf{r}_x = \mathbf{r}_{\eta x} - \underbrace{\begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & \cdots & h_{L-2} & h_{L-1} & h_L \\ h_1 & h_2 & h_3 & \cdots & h_{L-2} & h_{L-1} & h_L \\ h_2 & h_1 + h_3 & h_4 & \cdots & h_{L-1} & h_L & \\ h_3 & h_2 + h_4 & h_1 + h_5 & \cdots & h_L & & \\ \vdots & \vdots & \vdots & & & & \\ h_{L-2} & h_{L-3} + h_{L-1} & h_{L-4} + h_L & \cdots & h_1 & & \\ h_{L-1} & h_{L-2} + h_L & h_{L-3} & \cdots & h_2 & h_1 & \\ h_L & h_{L-1} & h_{L-2} & \cdots & h_3 & h_2 & h_1 \end{bmatrix}}_{\Gamma_h} \underbrace{\begin{bmatrix} r_x(0) \\ r_x(1) \\ r_x(2) \\ r_x(3) \\ \vdots \\ r_x(L-2) \\ r_x(L-1) \\ r_x(L) \end{bmatrix}}_{\mathbf{r}_x}$$

onde $\mathbf{r}_{\eta x} = [r_{\eta x}(0), r_{\eta x}(1), \dots, r_{\eta x}(L)]^T$. Considerando $h_i = 0$ para $i \leq 0$ e $i > L$, a matriz Γ_h pode ser definida por:

$$\Gamma_{h(ij)} = \begin{cases} h_{i-1} & \text{se } j = 1 \text{ (primeira coluna),} \\ h_{i-j} + h_{i+j-2} & \text{se } j \neq 1 \text{ (demais colunas).} \end{cases}$$

A equação matricial resultante é tal que

$$\mathbf{r}_x = \mathbf{r}_{\eta x} - \Gamma_h \mathbf{r}_x \quad (\text{B.3})$$

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

$$\mathbf{r}_x = [\Gamma_h + \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{r}_{\eta x} \quad (\text{B.4})$$

O primeiro elemento do vetor $\mathbf{r}_{\eta x}$ pode ser calculado multiplicando-se ambos os lados da Equação (B.1) por $\eta(n)$ e aplicando-se a esperança:

$$r_{\eta x}(0) = \sigma_\eta^2 - E\{\eta(n)\mathbf{x}^T(n-1)\}\mathbf{h}_L \quad (\text{B.5})$$

onde considerou-se $\eta(n)$ de média zero. Como $\eta(n)$ é independente de $x(n-l)$ para $l \geq 1$, o segundo termo do lado direito da Equação (B.5) é nulo. Da mesma forma todos os outros elementos do vetor $\mathbf{r}_{\eta x}$ também são nulos e $\mathbf{r}_{\eta x} = [\sigma_\eta^2, 0, 0, \dots, 0]^T$. Retomando-se a Equação (B.4), nota-se que $r_x(0) = \sigma_x^2$ é dado pelo elemento $(1, 1)$ da matriz $[\Gamma_h + \mathbf{I}]^{-1}$ multiplicado por σ_η^2 . Tem-se então

$$\sigma_\eta^2 = \frac{\sigma_x^2}{a_{11}}, \quad a_{11} = \{[\Gamma_h + \mathbf{I}]^{-1}\}_{11} \quad (\text{B.6})$$

ANEXO C – PLACA DE CONTROLE E AQUISIÇÃO

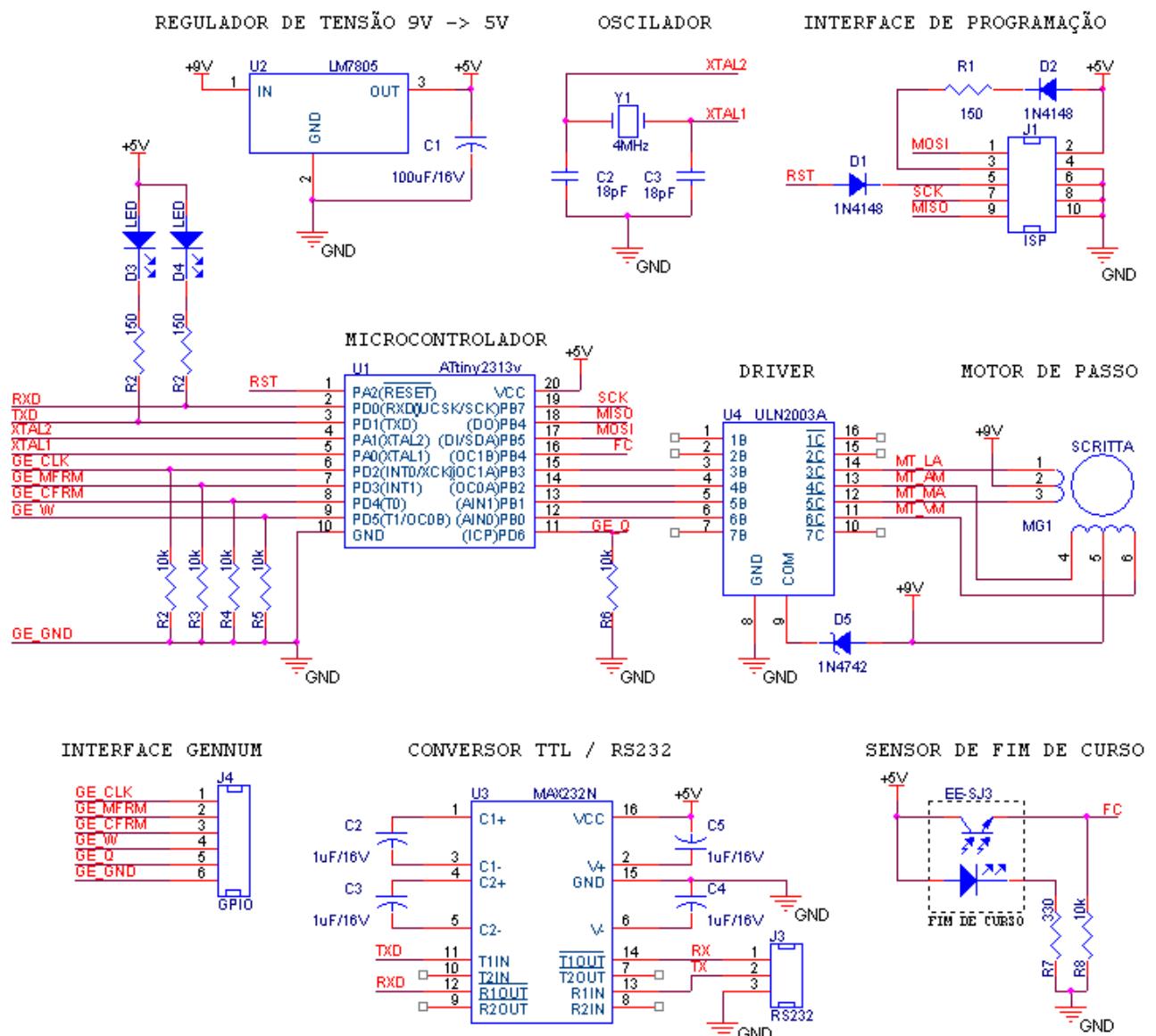


Figura C.1: Diagrama do circuito da placa de controle e aquisição.

REFERÊNCIAS

- ALCAIM, A.; SOLEWICZ, J. A.; MORAES, J. A. (1992). Frequência de ocorrência dos fones e lista de frases foneticamente balanceadas no português falado no Rio de Janeiro. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, v. 7, n. 1, p. 23 – 41. (Citado na página 55).
- ALFKE, P. (1996). Xilinx Application Note 052 - Efficient Shift Registers, LFSR Counters, and Long Pseudo-Random Sequence Generators. Disponível em: <http://www.xilinx.com/support/documentation/application_notes/xapp052.pdf>. Acesso em: 1 mar. 2010. (Citado na página 48).
- AUDIOSCAN. (2009). Verifit User's Guide v. 3.4. Disponível em: <<http://www.audioscan.com/resources/usersguides/Currentverifitguide.pdf>>. Acesso em: 23 jan. 2010. (Citado na página 80).
- AZERNIKOV, S. (2010). Computer aided design of ventilation tubes for customized hearing aid devices. *Computer-Aided Design*, v. 42, n. 2, p. 87 – 94. ISSN 0010-4485. ACM Symposium on Solid and Physical Modeling and Applications. (Citado nas páginas xxiii e 17).
- BANERJEE, S. (2006). Active feedback intercept: A state-of-the-art algorithm. *Hearing Research & Technology White Papers*. Disponível em: <<http://www.starkeypro.com/public/pdfs/WTPR9634-EE-ST.pdf>>. Acesso em: 25 fev. 2010. (Citado na página 39).
- BAUER, S. et al. (2000). Microphone: white paper. *Proceedings from the Stakeholder Forum on Hearing Enhancement*. Disponível em: <<http://t2rerc.buffalo.edu/pubs/forums/hearing-hearing.pdf>>. Acesso em: 20 jun. 2010. (Citado na página 2).
- BELL, J. R. (1968). Algorithm 334: Normal random deviates. *Commun. ACM*, ACM, New York, NY, USA, v. 11, n. 7, p. 498. ISSN 0001-0782. (Citado na página 53).
- BENESTY, J.; CHEN, J.; HUANG, Y. (2008). Linear prediction. In: BENESTY, J.; SONDHI, M. M.; HUANG, Y. (Ed.). *Springer Handbook of Speech Processing*. Berlin: Springer. p. 121–134. (Citado na página 29).
- BISGAARD, N.; DER, W. E. C. D. V. (2009). An audio system with feedback cancellation. *WIPO Patent WO/2009/124550*. Disponível em: <<http://www.freepatentsonline.com/WO2009124550.html>>. (Citado na página 84).
- BOX, G.; MULLER, M. E. (1958). A note on the generation of random normal deviates. *The Annals of Mathematical Statistics*, v. 29, p. 610–611. (Citado nas páginas 53 e 62).
- BURG, J. P. (1968). A new analysis technique for time series data. *NATO Advanced Study Institute on Signal Processing*, Enschede. (Citado nas páginas 55, 59 e 71).

- BUSTAMANTE, D.; WORRALL, T.; WILLIAMSON, M. (1989). Measurement and adaptive suppression of acoustic feedback in hearing aids. In: *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing - ICASSP-89*. Glasgow: [s.n.], v. 3, p. 2017 – 2020. ISSN 1520-6149. (Citado na página 20).
- CAMPBELL, W. (2010). RIC and RITE Hearing Aids. *Hearing Products Report - Technology Guide Matrix*. Disponível em: <http://www.hearingreview.com/issues/pdf/RICRITEGuide_2010.pdf>. Acesso em: 21 jun. 2010. (Citado na página 15).
- CAO, H.; LIU, J.; ZHANG, W. (2009). A combined de-correlation method for acoustic feedback cancellation in hearing aids. In: *World Congress on Computer Science and Information Engineering*. [S.l.: s.n.], v. 7, p. 220 –224. (Citado na página 32).
- CARTER, E. (1994). The generation and application of random numbers. *Forth Dimensions*, Forth Interest Group, Oakland California, v. 16, n. 1-2, p. 24 – 36. (Citado na página 54).
- CHEN, C.-T. (1998). *Linear System Theory and Design*. 3. ed. New York, NY, USA: Oxford University Press, Inc. ISBN 0195117778. (Citado na página 18).
- CHI, H.-F. et al. (2003). Band-limited feedback cancellation with a modified filtered-X LMS algorithm for hearing aids. *Speech Communication*, v. 39, n. 1-2, p. 147 – 161. ISSN 0167-6393. (Citado na página 23).
- CHUNG, K. (2004a). Challenges and Recent Developments in Hearing Aids: Part I. Speech Understanding in Noise, Microphone Technologies and Noise Reduction Algorithms. *Trends in Amplification*, v. 8, n. 3, p. 83–124. (Citado na página 23).
- CHUNG, K. (2004b). Challenges and Recent Developments in Hearing Aids: Part II. Feedback and Occlusion Effect Reduction Strategies, Laser Shell Manufacturing Processes, and Other Signal Processing Technologies. *Trends in Amplification*, v. 8, n. 4, p. 125–164. (Citado na página 21).
- CHURCHILL, R. V.; BROWN, J. W. (1990). *Complex Variables and Applications*. 5. ed. New York: McGraw-Hill. ISBN 0070109052. (Citado na página 94).
- DELLER JR., J. R.; PROAKIS, J. G.; HANSEN, J. H. (1993). *Discrete Time Processing of Speech Signals*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR. ISBN 0023283017. (Citado na página 55).
- DILLON, H. (2001). *Hearing Aids*. New York: Thieme. (Citado nas páginas 1 e 14).
- EDIFIER. (2004). Edifier R1000TCN - Gráfico de Resposta em Frequência. *Edifier Latin America*. Disponível em: <<http://www.edifier98.com.ar/downloads/tecnicos/r1000tcn.gif>>. Acesso em: 2 fev. 2010. (Citado nas páginas xxiii e 42).
- FANG, X.; WILSON, G.; GILES, B. (2002). Subband acoustic feedback cancellation in hearing aids. *US Patent 6480610*. Disponível em: <<http://www.freepatentsonline.com/6480610.html>>. (Citado na página 21).
- FASTL, H.; ZWICKER, E. (2007). *Psychoacoustics: Facts and Models*. Berlin: Springer. ISBN 978-3-540-23159-2. (Citado nas páginas xxiii e 11).

- FERNANDEZ, H. (2007). Vision and hearing impairments. In: *Fundamentals of Geriatric Medicine*. New York: Springer. p. 143–163. (Citado na página 10).
- FIELD, H.; SOLIE, J. (2007). Sound and noise. In: *Introduction to Agricultural Engineering Technology*. New York: Springer. p. 152–158. (Citado na página 69).
- FORSSELL, U. (1999). *Closed-loop Identification: Methods, Theory, and Applications*. Tese (Linköping Studies in Science and Technology. Thesis No 566) — Linköping University, Department of Electrical Engineering. (Citado na página 24).
- FORSSELL, U.; LJUNG, L. (1999). Closed-loop identification revisited. *Automatica*, v. 35, n. 7, p. 1215 – 1241. ISSN 0005-1098. (Citado na página 24).
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, D. J.; EMAMI-NAEINI, A. (2001). *Feedback Control of Dynamic Systems*. 4. ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR. ISBN 0130323934. (Citado na página 19).
- FREED, D. J.; SOLI, S. D. (2006). An objective procedure for evaluation of adaptive antifeedback algorithms in hearing aids. *Ear Hearing*, v. 27, n. 4, p. 382–398. (Citado nas páginas 80 e 85).
- FRETZ, R. J. (2009). Hearing aid circuit reducing feedback. *US Patent 7519193*. Disponível em: <<http://www.freepatentsonline.com/7519193.html>>. (Citado na página 85).
- GAO, X. S.; SOLI, S. D.; CHI, H.-f. (2007). Band-limited adaptive feedback canceller for hearing aids. *US Patent 7292699*. Disponível em: <<http://www.freepatentsonline.com/7292699.html>>. (Citado na página 23).
- GATEHOUSE, S. (2002). Electronic aids to hearing. *British Medical Bulletin*, v. 63, n. 1, p. 147–156. (Citado na página 11).
- GAUBITCH, N. D.; WARD, D. B.; NAYLOR, P. A. (2006). Statistical analysis of the autoregressive modeling of reverberant speech. *The Journal of the Acoustical Society of America*, ASA, v. 120, n. 6, p. 4031–4039. (Citado na página 55).
- GENNUM. (2006a). Voyageur TD Getting Started User Manual. (Citado na página 42).
- GENNUM. (2006b). Voyageur TM MDSP Programmer's Manual. (Citado na página 46).
- GENNUM. (2006c). Voyageur TM μ DSP Programmer's Manual. (Citado na página 71).
- GIL-CACHO, P. et al. (2009). Regularized adaptive notch filters for acoustic howling suppression. In: *Proceedings of the 17th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 09)*. Glasgow, Scotland: [s.n.], p. 2574–2578. (Citado na página 20).
- GRAUPE, D.; GROSSPIETSCH, J.; BASSEAS, S. P. (1988). Method of and means for adaptively filtering screeching noise caused by acoustic feedback. *US Patent 4783818*. Disponível em: <<http://www.freepatentsonline.com/4783818.html>>. (Citado na página 21).
- GREENBERG, J. E.; ZUREK, P. M.; BRANTLEY, M. (2000). Evaluation of feedback-reduction algorithms for hearing aids. *The Journal of the Acoustical Society of America*, ASA, v. 108, n. 5, p. 2366–2376. (Citado na página 21).

- GRIMM, G.; HOHMANN, V.; KOLLMEIER, B. (2009). Increase and subjective evaluation of feedback stability in hearing aids by a binaural coherence-based noise reduction scheme. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, v. 17, n. 7, p. 1408–1419. ISSN 1558-7916. (Citado na página 39).
- HAMACHER, V. et al. (2006). Applications of adaptive signal processing methods in high-end hearing aids. In: E. SCHMIDT, G. H. (Ed.). *Topics in Acoustic Echo and Noise Control*. Berlin: Springer. p. 599–636. (Citado na página 21).
- HAYES, D.; LUO, H. (2003). Realtime feedback canceller. *Unitron Hearing*. Disponível em: <<http://www.unitron.com/realtime-feedback.pdf>>. Acesso em: 14 jan. 2010. (Citado na página 17).
- HAYKIN, S. (2001). *Adaptive Filter Theory*. 4. ed. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall. ISBN 0130901261. (Citado nas páginas 27, 28 e 35).
- HELLGREN, J. (2002). Analysis of feedback cancellation in hearing aids with Filtered-X LMS and the direct method of closed loop identification. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, v. 10, n. 2, p. 119–131. ISSN 1063-6676. (Citado na página 25).
- HELLGREN, J.; URBAN, F. (2001). Bias of feedback cancellation algorithms in hearing aids based on direct closed loop identification. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, v. 9, n. 8, p. 906–913. ISSN 1063-6676. (Citado na página 25).
- HEURIG, R.; CHALUPPER, J. (2010). Acceptable processing delay in digital hearing aids. *Hearing Review*, n. 17, p. 28–31. (Citado na página 55).
- HOLUBE, I.; HAMACHER, V. (2005). Hearing-aid technology. In: BLAUERT, J. (Ed.). *Communication Acoustics*. Berlin: Springer. p. 255–276. (Citado na página 12).
- HUGO, V. (1987). *Œuvres complètes, Histoire...* Paris: Robert Laffont. Disponível em: <<http://gallica.bnf.fr/ark:/12148/bpt6k20241h>>. Acesso em: 30 mai. 2010. (Citado na página viii).
- KAELIN, A.; GRUNIGEN, D. von. (2000). On the use of a priori knowledge in adaptive inverse control. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, v. 47, n. 1, p. 54–62. ISSN 1057-7122. (Citado na página 23).
- KATES, J. (1991). Feedback cancellation in hearing aids: results from a computer simulation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 39, n. 3, p. 553–562. ISSN 1053-587X. (Citado na página 21).
- KATES, J. M. (1999). Constrained adaptation for feedback cancellation in hearing aids. *The Journal of the Acoustical Society of America*, ASA, v. 106, n. 2, p. 1010–1019. (Citado na página 23).
- KATES, J. M.; MELANSON, J. L. (2002). Feedback cancellation apparatus and methods utilizing adaptive reference filter mechanisms. *US Patent 6434247*. Disponível em: <<http://www.freepatentsonline.com/6434247.html>>. (Citado na página 23).
- KAY, S. M. (1993). *Fundamentals of statistical signal processing: estimation theory*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc. ISBN 0-13-345711-7. (Citado na página 22).

- KLINKBY, K.; FOEH, H.; THIEDE, T. (2008). Hearing aid with feedback model gain estimation. *US Patent 20080273728*. Disponível em: <<http://www.freepatentsonline.com/20080273728.html>>. (Citado nas páginas 20 e 33).
- KLINKBY, K. T. (2009). Hearing aid with adaptive feedback suppression. *US Patent 2009 0028366*. Disponível em: <<http://www.freepatentsonline.com/y2009/0028366.html>>. (Citado na página 20).
- KNOP, R. (1969). Remark on algorithm 334 [g5]: normal random deviates. *Commun. ACM*, New York, NY, USA, v. 12, n. 5, p. 281. ISSN 0001-0782. (Citado na página 53).
- LARSEN, S. A. (1911). Ein akustischer wechselstromerzeuger mit regulierbarer periodenzahl für schwache ströme (an acoustic alternating current generator for weak currents, with adjustable frequency). *Elektrotechnische Zeitschrift (ETZ)*, v. 32, p. 284–285. (Citado na página 2).
- LEBER, R.; SCHaub, A. (2003). Circuit and method for the adaptive suppression of an acoustic feedback. *US Patent 6611600*. Disponível em: <<http://www.freepatentsonline.com/6611600.html>>. (Citado na página 26).
- LESON. (2009). Microfone LeSon ML70 - Especificações Técnicas. Disponível em: <<http://www.leson.com.br/catalogo/images%20-/produtos/cdr2.jpg>>. Acesso em: 2 fev. 2010. (Citado nas páginas xxiii e 42).
- LOIZOU, P. C. (2007). *Speech Enhancement: Theory and Practice*. Boca Raton, FL: CRC Press. ISBN 978-0849350320. (Citado na página 28).
- MA, G. et al. (2010). Using a reflection model for modeling the dynamic feedback path of digital hearing aids. *The Journal of the Acoustical Society of America*, ASA, v. 127, n. 3, p. 1458–1468. Disponível em: <<http://link.aip.org/link/?JAS/127/1458/1>>. (Citado na página 83).
- MAKHOUL, J. (1975). Linear prediction: A tutorial review. *Proceedings of the IEEE*, v. 63, n. 4, p. 561–580. (Citado na página 29).
- MALUENDA, Y. R. M. (2009). *Análise estatística do algoritmo LMS aplicado ao cancelamento de retroalimentação acústica em aparelhos auditivos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis. (Citado nas páginas 3, 4, 22, 25, 29, 30, 31, 36, 37, 38, 85 e 86).
- MANOLAKIS, D.; INGLE, V.; KOGON, S. (2005). *Statistical and Adaptive Signal Processing: Spectral Estimation, Signal Modeling, Adaptive Filtering and Array Processing*. Boston: Artech House Publishers. ISBN 1580536107. (Citado nas páginas 27, 92 e 93).
- MAXWELL, J.; ZUREK, P. (1995). Reducing acoustic feedback in hearing aids. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, v. 3, n. 4, p. 304–313. ISSN 1063-6676. (Citado nas páginas 20 e 21).
- MAYYAS, K. (2005). Performance analysis of the deficient length LMS adaptive algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 53, n. 8, p. 2727–2734. ISSN 1053-587X. (Citado na página 34).

- MBOUP, M.; BONNET, M. (1991). Une nouvelle structure blanchissante pour annulation d'écho acoustique. *Treizième Colloque GRETSI, Juan-les-Pins*, p. 501–504. (Citado na página 26).
- MBOUP, M.; BONNET, M.; BERSHAD, N. (1994). LMS coupled adaptive prediction and system identification: a statistical model and transient mean analysis. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, v. 42, n. 10, p. 2607–2615. ISSN 1053-587X. (Citado nas páginas 26 e 34).
- MEJIA, J.; DILLON, H.; FISHER, M. (2008). Active cancellation of occlusion: An electronic vent for hearing aids and hearing protectors. *The Journal of the Acoustical Society of America*, ASA, v. 124, n. 1, p. 235–240. (Citado na página 16).
- MERKS, I. L. D. M. (2010). Method and apparatus for measurement of gain margin of a hearing assistance device. *US Patent 7664281*. Disponível em: <<http://www.freepatentsonline.com/7664281.html>>. (Citado na página 33).
- MILHOMEM, M. (2004). Ministro recebe proposta sobre ensino da Língua Brasileira de Sinais. *MEC - Assessoria de Comunicação Social*. Disponível em: <<http://mecsrv04.mec.gov.br/acs/asp/noticias/noticiasId.asp?Id=7339>>. Acesso em: 20 jun. 2010. (Citado na página 2).
- MINKOFF, J. (2001). Comment on the "unnecessary assumption of statistical independence between reference signal and filter weights in feedforward adaptive systems". *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 49, n. 5, p. 1109–. ISSN 1053-587X. (Citado nas páginas 36 e 37).
- NIELSEN, A. K. (1984). Larseneffekten og den første elektriske tonegenerator baseret herpa (the larsen effect and the first electrical pure-tone generator based on this effects). *Tele-teknik*, v. 3, p. 140–148. (Citado na página 2).
- NIELSEN, J. L.; SVENSSON, U. P. (1999). Performance of some linear time-varying systems in control of acoustic feedback. *The Journal of the Acoustical Society of America*, ASA, v. 106, n. 1, p. 240–254. (Citado na página 20).
- OGATA, K. (2001). *Modern Control Engineering*. 4. ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR. ISBN 0130609072. (Citado na página 19).
- OMS. (2005). World Health Organization (Organização Mundial da Saúde) - Fact sheet N°300 Deafness and hearing impairment. Disponível em: <<http://www.who.int/mediacentre/factsheets/-/fs300/en/>>. Acesso em: 20 jun. 2010. (Citado na página 2).
- OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. (1989). *Discrete-time signal processing*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc. ISBN 013216292X. (Citado na página 94).
- OPPENHEIM, A. V.; WILLSKY, A. S.; NAWAB, S. H. (1996). *Signals & systems*. 2. ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc. ISBN 0-13-814757-4. (Citado nas páginas 19 e 93).
- OTICON. (2007). True binaural sound processing in new oticon epoq signals paradigm shift in hearing care. Disponível em: <http://www.oticon.dk/dk_da/Information/PressReleases-downloads/epoq_april2007.pdf>. Acesso em: 21 fev. 2010. (Citado na página 15).

- PAPOULIS, A.; PILLAI, S. U. (2002). *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. 4. ed. Boston: McGraw-Hill, 852 p. ISBN 0071122567. (Citado nas páginas 54 e 89).
- PHONAK. (2008). The new benchmark in feedback elimination. *WhistleBlock Technology*. Disponível em: <http://www.phonak.ru/028_0740-xx_whistleblock_background_story.pdf>. Acesso em: 31 jan. 2010. (Citado na página 39).
- PLACK, C. J. (2005). *The Sense of Hearing*. London: Lawrence Erlbaum Associates. ISBN 0805848843. (Citado nas páginas 28 e 29).
- POTVIN, A. (1994). Control System Toolbox. *Matlab Documentation*. Disponível em: <<http://www.mathworks.co.uk/access/helpdesk/help/toolbox/control/ref/margin.html>>. Acesso em: 24 jun. 2010. (Citado na página 79).
- PUDER, H. (2009). Hearing aids: an overview of the state-of-the-art, challenges, and future trends of an interesting audio signal processing application. In: *Proceedings of 6th International Symposium on Image and Signal Processing and Analysis - ISPA 2009*. Salzburg: [s.n.], p. 1–6. ISSN 1845-5921. (Citado nas páginas xxiii, 11 e 16).
- RABINER, L. R.; SCHAFER, R. W. (1978). *Digital processing of speech signals*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, xvi, 512 p. p. ISBN 0132136031. (Citado nas páginas xxiii, 28, 29, 30 e 83).
- RAFAELY, B.; SHUSINA, N. A.; HAYES, J. L. (2003). Robust compensation with adaptive feedback cancellation in hearing aids. *Speech Communication*, v. 39, n. 1-2, p. 163 – 170. ISSN 0167-6393. (Citado na página 23).
- RAMSDEN, R. T. (2002). Cochlear implants and brain stem implants. *British Medical Bulletin*, v. 63, n. 1, p. 183–193. (Citado na página 12).
- ROSCH, M.; IMFELD, B. (2005). *Subband adaptive feedback cancellation for hearing aids on an OrelaTM 4500 DSP*. Diploma Thesis, University of Applied Sciences Rapperswil, Switzerland. (Citado na página 80).
- RUPERT. (2008). Adaptive Feedback Cancellation 3. *Sound Design Technologies*, Ontario, Canada. Disponível em: <http://www.sounddesigntechnologies.com/pdf/48000_IN_Rev0-.pdf>. Acesso em: 26 jun. 2010. (Citado na página 85).
- SAKAI, H. (2007). Analysis of an adaptive algorithm for feedback cancellation in hearing aids for sinusoidal signals. In: *18th European Conference on Circuit Theory and Design - ECCTD 2007*. [S.l.: s.n.], p. 416 –419. (Citado na página 32).
- SCHROEDER, M. R. (1964). Improvement of acoustic-feedback stability by frequency shifting. *The Journal of the Acoustical Society of America*, ASA, v. 36, n. 9, p. 1718–1724. Disponível em: <<http://link.aip.org/link/?JAS/36/1718% -/1>>. (Citado na página 20).
- SHIELD, B. (2006). Evaluation of the social and economic costs of hearing impairment. *Researched and written for Hear-it AISBL (Association Internationale Sans But Lucratif)*, London South Bank University. Disponível em: <http://www.hear-it.org/multimedia/Hear%5FIt_Report_October_2006.pdf>. Acesso em: 1 jun. 2010. (Citado na página 1).

- SHIN, M. et al. (2007). New feedback detection method for performance evaluation of hearing aids. *Journal of Sound Vibration*, v. 302, p. 350–360. (Citado na página 80).
- SHUSINA, N.; RAFAELY, B. (2006). Unbiased adaptive feedback cancellation in hearing aids by closed-loop identification. *Audio, Speech, and Language Processing, IEEE Transactions on*, v. 14, n. 2, p. 658–665. ISSN 1558-7916. (Citado na página 24).
- SIQUEIRA, M.; ALWAN, A. (2000). Steady-state analysis of continuous adaptation in acoustic feedback reduction systems for hearing-aids. *Speech and Audio Processing, IEEE Transactions on*, v. 8, n. 4, p. 443–453. ISSN 1063-6676. (Citado nas páginas 22, 23, 29, 30 e 84).
- SMRIGA, D. (2004). How to measure and demonstrate four key digital hearing aid performance features. *Hearing Review*, n. 11, p. 30–38. (Citado na página 87).
- SOLLA, J. (2004). Anexo IV da Portaria nº 587 de 07 de Outubro de 2004. *Ministério da Saúde*, Brasília. Disponível em: <http://portal.saude.gov.br/portal/arquivos/pdf/portaria_587_anexo4.pdf>. Acesso em: 21 jun. 2010. (Citado na página 14).
- SONIC. (2008). Velocity 12 consumer brochure. Disponível em: <<http://www.sonici.com-/ctrldocs/5000886.B-Velocity-12POP.pdf>>. Acesso em: 13 jan. 2010. (Citado nas páginas xxiii e 13).
- SPRIET, A. (2004). *Adaptive filtering techniques for noise reduction and acoustic feedback cancellation in hearing aids*. Tese (Doutorado) — Katholieke Universiteit Leuven, Leuven, Belgium, Faculty of Engineering, van Compernolle, D., Van Huffel S. (Citado nas páginas 22, 29 e 30).
- SPRIET, A. et al. (2006). Feedback control in hearing aids. In: J. HUANG, Y. A. B. (Ed.). *Speech Enhancement of the Springer Handbook of Speech Processing and Speech Communication*. Berlin: Springer. p. 979–999. (Citado nas páginas 20, 24, 27 e 31).
- SPRIET, A. et al. (2008). Objective measures for real-time evaluation of adaptive feedback cancellation algorithms in hearing aids. In: *16th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*. Lausanne, Switzerland: [s.n.]. (Citado na página 80).
- SPRIET, A.; MOONEN, M.; WOUTERS, J. (2009). Objective evaluation of feedback reduction techniques in hearing aids. In: *European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*. Glasgow, Scotland: [s.n.]. (Citado na página 80).
- SPRIET, A. et al. (2005a). Adaptive feedback cancellation in hearing aids with linear prediction of the desired signal. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 53, n. 10, p. 3749–3763. ISSN 1053-587X. (Citado nas páginas 25 e 32).
- SPRIET, A. et al. (2005b). An instrumental variable method for adaptive feedback cancellation in hearing aids. In: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing - ICASSP 05*. Philadelphia: [s.n.], v. 3, p. 129 – 132. ISSN 1520-6149. (Citado nas páginas xxiii, 3, 26, 27, 31 e 33).
- STETZLER, T. et al. (2000). *Low-power real-time programmable dsp development platform for digital hearing aids*. Dallas, Texas. (Citado na página 56).

- STONE, M. A. et al. (2008). Tolerable hearing aid delays. V. estimation of limits for open canal fittings. *Ear Hear*, v. 29, n. 4, p. 601–617. ISSN 0196-0202. (Citado na página 55).
- SUGIYAMA, A.; IKEDA, S.; HIRANO, A. (2002). A fast convergence algorithm for sparse-tap adaptive fir filters identifying an unknown number of dispersive regions. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 50, n. 12, p. 3008–3017. ISSN 1053-587X. (Citado na página 29).
- THEVERAPPERUMA, L. et al. (2008). Entrainment avoidance with an auto regressive filter. n. WIPO Patent WO/2008/051570. Disponível em: <<http://www.freepatentsonline.com/WO2008051570.html>>. (Citado na página 85).
- TORTORA, G. (2007). *Princípios de anatomia humana*. 10. ed. Rio de Janeiro: Guanabara Koogan, 1017 p. ISBN 9788527712750. (Citado nas páginas xxiii, 7, 8 e 9).
- TRACHT, A. E. (1982). Remark on “algorithm 334: Normal random deviates”. *ACM Trans. Math. Softw.*, New York, USA, v. 8, n. 1, p. 89. ISSN 0098-3500. (Citado na página 54).
- VANDERMEULEN, M. et al. (2004). High Density Thick Film Substrates for Miniaturized 3D Chip Stacking Packaging Solutions. *Gennum Corporation*, Burlington, ON Canada. Disponível em: <<http://www.sounddesigntechnologies.com/pdf/High density thick film.pdf>>. Acesso em: 12 jan. 2010. (Citado nas páginas xxiii e 12).
- VASIL, K. A.; CIENKOWSKI, K. M. (2006). Minimizing occlusion: An evaluation of open-fit versus deep-canal fit hearing aids. *The Journal of the Acoustical Society of America*, ASA, v. 119, n. 5, p. 3340–3340. (Citado na página 16).
- WANG, R.; HARJANI, R. (1993). Acoustic feedback cancellation in hearing aids. In: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing - ICASSP-93*. Minneapolis: [s.n.], v. 1, p. 137–140. (Citado na página 20).
- WEAVER, R.; LOBKIS, O. (2006). On the linewidth of the ultrasonic Larsen effect in a reverberant body. *Acoustical Society of America Journal*, v. 120, p. 102–109. (Citado na página 20).
- WIDROW, B.; HOFF, M. E. J. (1960). Adaptive switching circuits. *IRE WESCON Convention Record*, p. 96–104. (Citado na página 27).
- WIDROW, B.; WALACH, E. (1996). *Adaptive inverse control*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall Press. ISBN 0-13-005968-4. (Citado nas páginas xxiv, 58 e 59).
- YANG, J. (2006). Reducing noisy-coefficient problem in non-continuous adaptive feedback canceller for hearing aids. In: *IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems - APCCAS 2006*. Singapore: [s.n.], p. 1887–1890. (Citado na página 21).
- YOUNG, D. et al. (2007). Implantable MEMS Accelerometer Microphone for Cochlear Prosthesis. In: . New Orleans, USA: [s.n.], p. 3119 –3122. (Citado na página 56).
- ZEMLIN, W. (2000). *Princípios de anatomia e fisiologia em fonoaudiologia*. 4. ed. Porto Alegre: Artmed, 624 p. ISBN 857307700X. (Citado na página 10).
- ZIERLER, N. (1959). Linear recurring sequences. *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, v. 7, n. 1, p. 31–48. ISSN 0368-4245. (Citado na página 48).