

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA - UFSC
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
LABORATÓRIO DE PESQUISA EM PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS - LPDS

**Identificação do Caminho de Realimentação em Aparelhos Auditivos
através de Algoritmos de Filtragem Adaptativa**

Aluno: Eduardo Bombieri
Orientador: Márcio Holsbach Costa

Florianópolis, SC
10 de maio de 2008

Resumo

Este trabalho tem por objetivo apresentar a implementação de um sistema de identificação do caminho de realimentação em aparelhos auditivos através de algoritmos de filtragem adaptativa. Primeiramente é realizada uma abordagem a alguns tópicos sobre filtragem adaptativa, em especial o algoritmo *Least Mean Square* (LMS). Em seguida é introduzida a plataforma de desenvolvimento Voyageur TDTM na qual foi desenvolvido este trabalho. Posteriormente é apresentada a implementação do algoritmo na placa, bem como quatro configurações de caminho de realimentação para testes e validação do sistema de identificação proposto. Finalizando, é apresentada uma seção onde são discutidos os resultados deste trabalho.

Palavras-chaves: Filtragem Adaptativa, LMS, Realimentação, Aparelhos Auditivos.

Sumário

Resumo	2
Sumário	3
1. Introdução	4
1.1. Objetivos	5
1.2. Justificativa.....	5
2. Fundamentos Teóricos	5
2.1. Filtros adaptativos	5
2.1.1. Método do gradiente estocástico.....	6
2.2. Plataforma de desenvolvimento GA3280 Voyageur TD™	10
2.2.1. A placa de desenvolvimento GA3280	10
2.2.2. Codec GC5055.....	13
2.3. Filtragem adaptativa na placa de desenvolvimento GA3280.....	13
2.3.1. Componentes do FBC	15
2.3.2. Configuração.....	17
3. Metodologia	18
3.1. Implementação do sistema de identificação do caminho de realimentação na plataforma Voyageur TD™	19
3.1.1. Circuito com resistores	20
3.1.2. Circuito RC	20
3.1.3. Identificação do atraso da propagação do som no ar	21
3.1.4. Identificação do caminho de realimentação na orelha.....	22
4. Resultados	22
4.1. Configuração dos parâmetros do filtro adaptativo	22
4.2. Circuito com resistores.....	23
4.3. Circuito RC	24
4.4. Identificação de atraso da propagação do som no ar.....	25
4.5. Identificação da realimentação na orelha.....	26
5. Discussão e Conclusão.....	29
Agradecimentos	29
Referências Bibliográficas	30

1. Introdução

A deficiência auditiva é um problema grave que prejudica o aprendizado e a sociabilização do indivíduo, principalmente em crianças e adolescentes. O uso da técnica de leitura labial e o aprendizado de libras não são suficientes para garantir a qualidade de vida necessária ao portador de deficiência auditiva, e portanto a utilização do aparelho auditivo é essencial em um grande número de casos. Segundo o censo demográfico brasileiro realizado em 2000, 3,2% de toda a população eram portadores de deficiências auditivas. Destes, 15% possuíam grande dificuldade permanente de ouvir e 82% alguma dificuldade permanente de ouvir.

Indivíduos portadores de deficiências auditivas graves necessitam de elevados níveis de amplificação para a compensação de suas perdas. Nessa situação, pode ocorrer a realimentação do sinal amplificado (produzido pelo alto-falante) no microfone de captação. Esse processo provoca um ruído indesejado que pode, dependendo da amplificação, tornar o sistema instável. A Figura 1 representa o problema da realimentação positiva em sistemas auditivos.

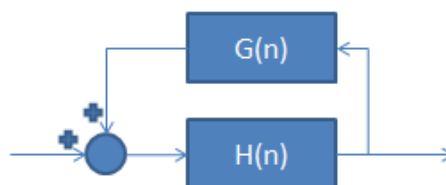


Figura 1 – Sistema amplificador $H(n)$ sujeito a uma realimentação $G(n)$.

Uma possível estratégia para diminuir os efeitos da realimentação é a utilização de um filtro adaptativo $W(n)$ que aproxime ao máximo as características do acoplamento acústico no caminho entre a saída do alto-falante e a entrada pelo microfone, caminho $G(n)$. Assumindo-se que $W(n)$ seja idêntico ao caminho acústico $G(n)$ a realimentação é anulada (Figura 2).

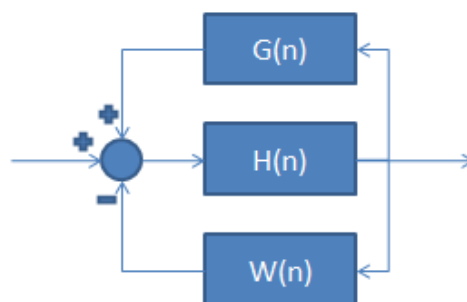


Figura 2 – Filtro adaptativo $W(n)$ cancelando a realimentação $G(n)$.

1.1. Objetivos

O objetivo deste trabalho consiste em desenvolver um sistema para a identificação do caminho acústico de realimentação $G(n)$ através de algoritmos de filtragem adaptativa. Através desta identificação torna-se possível configurar os parâmetros do filtro $W(n)$ a fim de fazer o cancelamento da realimentação.

1.2. Justificativa

Os usuários de aparelhos auditivos, em especial os que possuem uma perda mais severa, necessitam grande amplificação sonora. Deste modo, efeitos como a realimentação acústica apresentam-se com maior intensidade, tornando o aparelho extremamente desconfortável. Este é um dos fatores que aumentam as taxas de rejeição ao uso de aparelhos auditivos pelos usuários.

A realização deste trabalho visa criar bases para a implantação de algoritmos de cancelamento de realimentação em aparelhos auditivos.

2. Fundamentos Teóricos

A seguir serão abordados alguns temas imprescindíveis para a compreensão deste trabalho. Para tanto, espera-se que o leitor possua conhecimentos básicos sobre vetores, multiplicação de matrizes, alguns conceitos básicos de estatística e noções sobre processadores digitais de sinal (DSPs – *digital signal processors*) para que melhor possa compreender este relatório.

A seguinte convenção será utilizada para as equações matemáticas: variáveis escalares serão expressas por letras minúsculas, vetores por letras minúsculas sublinhadas e matrizes por maiúsculas.

2.1. Filtros adaptativos

A filtragem adaptativa constitui uma importante ferramenta em situações em que não podemos determinar todas as informações referentes ao sistema e/ou também a influência das possíveis interferências e/ou não há estacionariedade, o que geralmente acontece nos processos reais.

O principal objetivo da filtragem de sinais é melhorar a qualidade do sinal de acordo com um determinado critério de desempenho. Desta forma, constitui um sistema que transforma o sinal de entrada, de uma determinada maneira, em um sinal de saída. Uma das formas mais simples e efetivas de se implementar um processo de filtragem digital é utilizando-se uma linha de atraso.

Ao considerarmos que os sinais aplicados a um determinado sistema são estacionários. A solução ótima no sentido quadrático médio é chamada de filtro de Wiener.

O filtro de Wiener é, no entanto, inadequado em situações em que a não-estacionaridade é uma realidade, visto que o mesmo requer conhecimento *a priori* das estatísticas dos sinais a processar. Basicamente, para se obter o filtro ótimo, bastaria a determinação do vetor de correlação entre sinal desejado e o sinal de entrada (\underline{p}) e da matriz de autocorrelação do sinal de entrada (R). Entretanto, este processo requer uma complexidade computacional elevada para que se tenha uma adequada precisão. De forma associada, isso nem sempre é possível em virtude de características não-estacionárias do sinal de entrada. Sendo assim, um modo iterativo de ajuste dos pesos (estimação de $\underline{p}(n)$ e $R(n)$) durante o processo de filtragem é necessário.

A partir deste problema, vários algoritmos foram desenvolvidos com o intuito de realizar uma estimação dos coeficientes ótimos em tempo real com o mínimo de complexidade computacional. Entre eles destaca-se o algoritmo *Least Mean Square* (LMS).

2.1.1. Método do gradiente estocástico

Os algoritmos de gradiente baseiam-se no filtro de Wiener, estimando o gradiente da superfície de uma função de custo. Tem como principal vantagem a baixa complexidade. Possuem desempenho adequado quando a superfície não apresenta mínimos locais. De uma forma geral, os diversos algoritmos de gradiente estocástico, são determinados a partir da seguinte equação [1]:

$$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) + \eta[-\nabla E\{e^2(n)\}] \quad (1)$$

Esta equação pode ser interpretada como sendo um procedimento recursivo, onde novas atualizações do vetor $\underline{w}(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{N-1}(n)]^T$ são determinadas a partir de seu valor no instante de tempo anterior mais uma parcela proporcional (onde o fator de proporcionalidade é dado pelo parâmetro η) ao gradiente da superfície do sinal de erro em termos médios quadráticos.

Algoritmo *Least Mean Square* (LMS)

O algoritmo LMS de Widrow e Hopf [2] é um método de gradiente estocástico que utiliza o valor instantâneo do erro quadrático, $e^2(n)$, como estimativa da função de custo calculada por $E\{e^2(n)\}$.

Uma estimativa do gradiente da função de custo é obtida da seguinte maneira:

$$\begin{aligned}\hat{\nabla}E\{e^2(n)\} &= \frac{\partial e^2(n)}{\partial \underline{w}} \\ &= \left[\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_0} \quad \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_{N-1}} \right]^T \\ &= 2e(n) \left[\frac{\partial e(n)}{\partial w_0} \quad \frac{\partial e(n)}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial e(n)}{\partial w_{N-1}} \right]^T \\ &= 2e(n)\underline{x}(n)\end{aligned}\tag{2}$$

Substituindo (2) em (1), obtém-se a equação de atualização do algoritmo LMS, dada por:

$$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) - 2\eta e(n)\underline{x}(n)\tag{3}$$

Absorvendo a constante 2η a em um único parâmetro μ (passo de adaptação ou de aprendizagem) chega-se em:

$$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) - \mu e(n)\underline{x}(n)\tag{4}$$

A equação (4) acima representa o algoritmo LMS. Ele é extremamente simples, visto que não requer o cálculo de médias nem derivadas, o que simplifica consideravelmente sua implementação. A cada iteração o algoritmo calcula uma nova estimativa da solução ótima na tentativa de minimizar o erro médio quadrático do sistema.

O desempenho do processo depende diretamente do passo de adaptação μ , o qual é responsável pela velocidade de convergência. Isso significa que à medida que o vetor de coeficientes se aproxima do mínimo da função de custo, o algoritmo deveria se aproximar com passos cada vez menores, a fim de aumentar a precisão do processo.

Algoritmo *Normalized Least Mean Square* (NLMS)

O algoritmo NLMS ou LMS normalizado é uma variação do LMS. Ele aplica em sua fórmula uma normalização do erro. Essa normalização provoca a utilização de passos de convergência variáveis, de acordo com a potência do sinal de entrada $x(n)$. O passo de convergência $\mu = \beta / [\underline{x}^T(n)\underline{x}(n) + \delta]$ será inversamente proporcional à potência do sinal de entrada $x(n)$. A equação de atualização do NLMS é dada por [3].

$$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) - \frac{\beta}{\underline{x}^T(n)\underline{x}(n) + \delta} e(n)\underline{x}(n) \quad (5)$$

Onde δ é uma constante pequena e positiva que evita divisões por zero quando o produto $\underline{x}^T(n)\underline{x}(n)$ for nulo.

Convergência dos algoritmos LMS e NLMS

Algumas características do processo de adaptação são de grande utilidade para a análise e o entendimento do comportamento dos filtros adaptativos. A mais importante delas é a curva de aprendizado que caracteriza o desempenho de um filtro adaptativo e é amplamente utilizada em estudos teóricos e experimentais [3].

A curva de aprendizado relaciona o erro quadrático médio (EQM) em função do tempo. Quando o filtro adaptativo inicia sua operação, os seus coeficientes podem possuir valores bem diferentes do vetor de coeficientes ótimo (\underline{w}^* - conjunto de coeficientes que minimiza o erro quadrático médio, ou sob outro ponto de vista, que produz a melhor estimativa de $d(n)$ através de $y(n)$ em termos quadráticos médios), causando um EQM grande. Durante a execução do algoritmo, os coeficientes vão se aproximando de \underline{w}^* , causando, por consequência, uma diminuição do EQM, esta fase é chamada de adaptação. Após esta fase o filtro entra no modo de regime permanente.

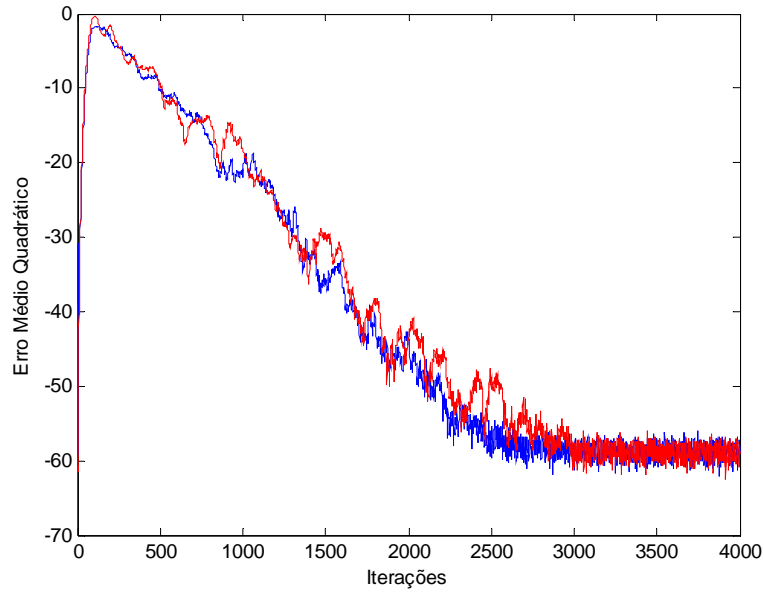


Figura 3 – Desempenho do algoritmo LMS (vermelho) e NLMS (azul) para um passo de convergência β de 0.5, 4000 iterações, 40 realizações (promediações), 10^{-6} de variância do ruído aditivo, variância unitária para o sinal de excitação e planta normalizada com 150 coeficientes.

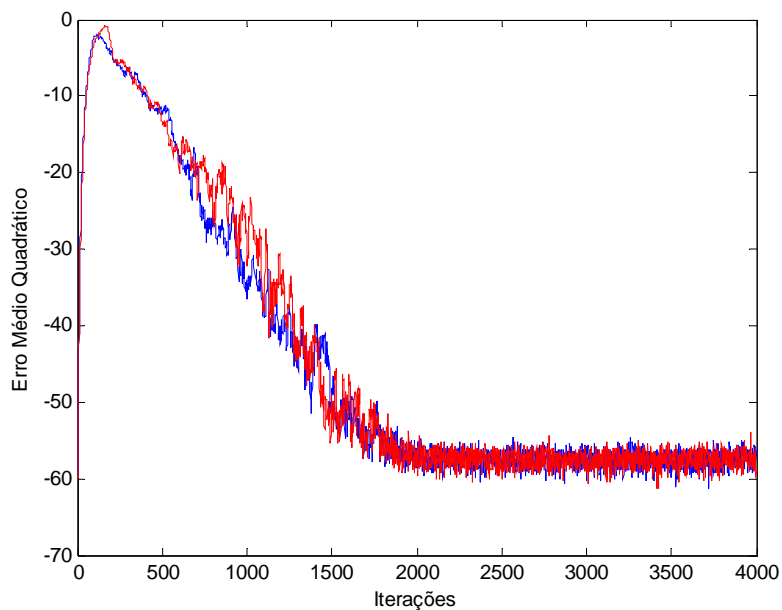


Figura 4 – Desempenho do algoritmo LMS (vermelho) e NLMS (azul) para um passo de convergência β de 0.9, 4000 iterações, 40 realizações (promediações), 10^{-6} de variância do ruído aditivo, variância unitária para o sinal de excitação e planta normalizada com 150 coeficientes.

As figuras 3 e 4 mostram exemplos da operação de um filtro adaptativo, baseado no algoritmo LMS e NLMS, em ambas os passos de convergência do LMS e NLMS são equivalentes, conforme a condição [4]:

$$\mu = \frac{\beta}{\sigma_x^2} \quad (6)$$

Onde σ_x^2 representa a variância do sinal de entrada.

Analisando as figuras acima, nota-se que quanto maior o passo de convergência mais rápido é o período de adaptação. Nota-se também, que em termos de velocidade de adaptação, os algoritmos LMS e NLMS se equivalem, porém o NLMS obtém menores valores do erro além de ser mais estável que o LMS.

2.2. Plataforma de desenvolvimento GA3280 Voyager TD™

O sistema GA3280 Voyager TD™ [5] é um sistema de ultra-baixo consumo de energia que consiste de dois ASICs (*Application-Specific Integrated Circuit* – circuito integrado para aplicação específica), são eles o Codec GC5055 e o Processador Digital GC5003. O sistema também acompanha o ambiente de desenvolvimento GUIDE™ (*Gennum Universal Integrated Development Environment*), um software compreensivo para aplicações baseadas na plataforma Voyager TD™.

2.2.1. A placa de desenvolvimento GA3280

A placa de desenvolvimento GA3280 é o hardware utilizado para depuração de *firmware* do Voyager TD™ criado utilizando o ambiente GUIDE™. É uma placa dedicada para aplicações em áudio, como aparelhos auditivos. Devido a várias capacidades computacionais e a uma “teia” de coprocessadores que pode ser facilmente reconfigurada através do ambiente de desenvolvimento, a placa oferece muitos recursos e facilidades para o projeto de sistemas de áudio.

As interfaces externas da placa constituem:

- Entrada e saída S/PDIF tanto ópticas quanto coaxiais (75Ω).
- Conector para fonte de tensão CC de 9V.
- Conector SDA (para comunicação com os blocos de programação externos de aparelhos auditivos).
- Chave seletora de memória.

- Um controle de volume (potenciômetro de três terminais).
- Duas saídas analógicas de áudio (uma com filtragem passa-baixa e outra saída para fone de ouvido).
- Entradas analógicas de áudio.

A placa também inclui dois conversores de taxa de amostragem e um FPGA (*Field Programmable Gate Array*), dispositivo de hardware com funcionalidades reconfiguráveis pelo usuário. Os conversores de taxa de amostragem facilitam o fluxo do sinal digital entrando ou saindo de outro DSP com diferente taxa de amostragem. A figura 5 apresenta uma imagem da placa GA3280.

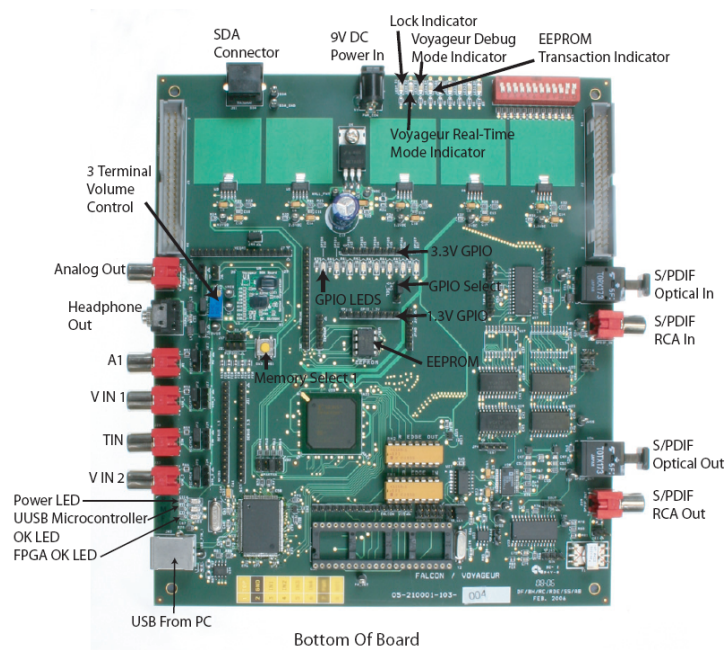


Figura 5 – Placa de desenvolvimento GA3280, extraída de [5].

O processador digital GC3003

O ASIC GC5003 é uma teia reconfigurável de DSPs especializados em aplicações de áudio. O processamento de áudio é distribuído ao longo de toda a teia reconfigurável de co-processadores (RCF – *Reconfigurable Coprocessor Fabric*) com alta fidelidade e baixo consumo. A RCF é um arranjo de processadores de conjuntos de instruções e co-processadores em hardware ligados por seletores de conexões (*crossover switches*). Este arranjo propicia flexibilidade nos algoritmos, bem como a menor dissipação possível de energia.

A RCF é composta de quatro Clusters: o Cluster de Entrada (IPC – *InPut Cluster*), Cluster de Saída (OPC - *Output Cluster*), Cluster de funções no Domínio do Tempo (TDC, *Time-Domain Cluster*) e o Cluster de funções no Domínio da Frequência (FDC, *Frequency Domain Cluster*). Cada um deles está conectado aos demais através de um seletor central de conexões (*Central crosspoint switch*). Conexões entre os dispositivos internos de cada cluster são feitas através de um seletor de conexões interno do cluster.

Dados de áudio são transmitidos de um cluster a outro através do seletor central de conexões, enquanto no nível interno de cada cluster são transmitidos de um co-processador a outro via um seletor de conexões interno ao cluster. A Figura 6 ilustra estes dois níveis de conexões via seletores de conexões.

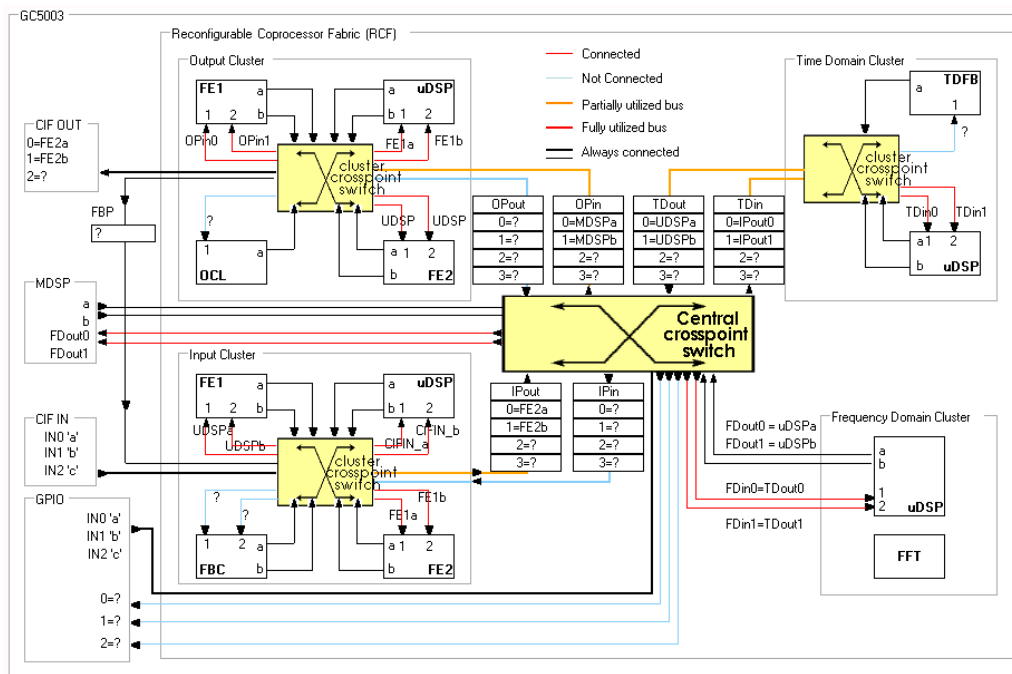


Figura 6 – Representação dos *Clusters* e *crosspoint switches* no ambiente de desenvolvimento GUIDETM. Extraído de [7].

Co-processadores

Cada cluster é formado por pelo menos dois co-processadores especializados para realizar determinadas tarefas. Os co-processadores existentes são:

- Micro DSP (uDSP): otimizado para aplicações em áudio presente em cada um dos quatro clusters.

- Montador (FEng – *Filter Engine*): pode ser programado como um filtro bi-quadrático de oitava ordem ou como um filtro FIR de 40 coeficientes. Existem quatro Montadores na placa GC5003, dois no IPC e dois no OPC.
- Cancelador de Realimentação (FBC – *FeedBack Cancellor*): constitui-se de um filtro FIR adaptativo de tamanho variável contido no IPC. Note que o RCF contém um caminho dedicado ligando o OPC ao IPC que facilita a implementação do algoritmo de cancelamento de realimentação.
- Montador FFT-IFFT (*Fast Fourier Transform - Inverse Fast Fourier Transform*): presente no FDC com tamanho configurável tanto em 16, 32, 64, 128 ou 256 *bins*.
- Limitador de Compressão de Saída (OCL – *Output Compression Limiting*): presente no OPC.
- Banco de filtragem no Domínio do Tempo (TDFB – *Time-Domain Filter Bank*): o TDFB é um filtro especializado e *hard-wired* (já implementado no circuito) no domínio do tempo que pode ser configurado para separar o sinal de entrada em até 10 bandas de frequências oferecendo perfeita reconstrução.

Além destes co-processadores o GC5003 conta com um DSP de uso geral (MDSP *Main DSP processor*) que não está inserido em nenhum cluster e que pode realizar quaisquer tarefas configuradas pelo programador, além disso, este co-processador tem a função de inicializar, quando o sistema é carregado, os outros blocos utilizados no RCF.

2.2.2. Codec GC5055

O GC5055 é um Codec (*Coder-Decoder*) de alta fidelidade, desenvolvido especificamente para aplicações de áudio. No ambiente de desenvolvimento GUIDE há um configurador para as principais funções do Codec. Porém, nem todas suas funcionalidades estão acessíveis pelo configurador, como por exemplo, a ativação do Gerador de Tom (*Tone Generator*) que deve ser feita adicionando manualmente comandos no código.

2.3. *Filtragem adaptativa na placa de desenvolvimento GA3280*

O processo de filtragem adaptativa para identificação e cancelamento de realimentação na arquitetura Voyageur TDTM possui recursos especializados devido a sua importância em um sistema

de auxílio á audição, e por isso há um co-processador especializado nesta tarefa, o *Feedback Canceled* (FBC).

O FBC contém os elementos para implementação de um algoritmo de supressão de realimentação baseado em filtro adaptativo [6]. O FBC filtra o sinal de áudio da saída da placa visando obter uma estimativa da realimentação contida no sinal de entrada. Subtraindo-se o sinal de realimentação estimado do sinal que entra do ambiente obtém-se o sinal de erro. Este sinal é utilizado como entrada para os outros blocos de processamento da placa e é também utilizado na atualização dos coeficientes do filtro FIR (*Finite Impulse Response*) responsável pela estimação do caminho de realimentação.

O co-processador FBC consiste dos seguintes blocos:

- Bloco de atraso (*bulk-delay*) variável;
- Filtro digital FIR;
- Algoritmo de atualização de coeficientes LMS ou NLMS;
- Interface do barramento de controle (*Control Bus Interface*)

Estes elementos estão conectados entre si conforme mostra a figura abaixo:

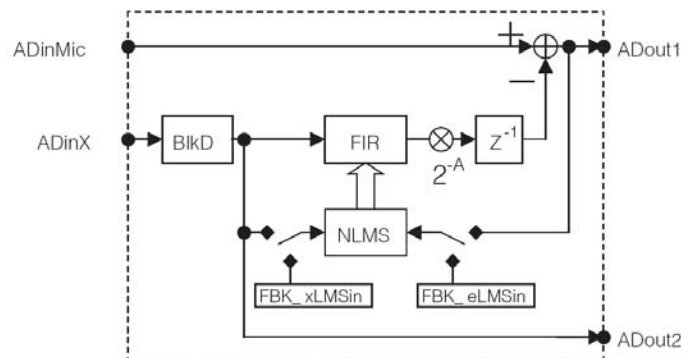


Figura 7 – Diagrama de blocos do FBC. Extraído de [6].

Em uma configuração típica o sinal de saída da placa é conectado na entrada ADinX do FBC (geralmente o sinal de saída chega ao FBC através do FBP – *Feedback Path* –, caminho que liga diretamente o OPC – *Output Cluster* – e o IPC – *Input Cluster* – disponível no *crosspoint switch*) enquanto o sinal de entrada da placa é ligado na entrada ADinMic. A entrada para os outros blocos de processamento será a saída ADout1 do FBC.

O filtro FIR e o *bulk-delay* são utilizados em conjunto para fornecer um modelo da resposta ao impulso do caminho de realimentação. Valores finitos dos coeficientes da resposta ao impulso são representados através dos coeficientes do filtro FIR que pode ter seu tamanho configurado de 1 a 40 coeficientes. O *bulk-delay* é usado para compensar atrasos no caminho de realimentação (como, por

exemplo, atrasos devido à conversão D/A e A/D e propagação do som) e pode ser configurado de 0 a 104 amostras. Entretanto, seu máximo comprimento depende do tamanho do filtro FIR.

Os coeficientes do filtro FIR são adaptados usando o algoritmo LMS. O algoritmo pode operar tanto com passo de adaptação fixo ou normalizado pela potência das entradas do FBC (NLMS), além de operar com ou sem um fator de esquecimento de coeficientes antigos (*coefficient leakage*).

2.3.1. Componentes do FBC

Bulk Delay

O *bulk-delay* fornece um sinal com atraso programável de 0 até no o máximo de 104 amostras. Porém, como o armazenamento interno das amostras atrasadas é compartilhado com os coeficientes do filtro FIR, o valor máximo do atraso fornecido pelo *bulk-delay* será de 104 amostras subtraídas do tamanho do filtro FIR. Ou seja, se tivermos um filtro de 40 coeficientes, o valor máximo que o *bulk-delay* poderá ter será 64 amostras.

A saída do *bulk-delay* está também disponível na saída ADout2 do FBC.

Filtro FIR

Os coeficientes do *feedback canceller* são aplicados ao sinal de entrada da placa através do filtro FIR do FBC. Como os coeficientes do filtro FIR são resultado do cálculo prévio de atualização feito pelo algoritmo LMS/NLMS, inevitavelmente um atraso adicional de uma amostra é introduzido entre a saída do filtro FIR e o sinal de erro usado pelo algoritmo de atualização dos coeficientes. Dessa forma, o caminho de realimentação modelado contém no mínimo uma amostra de atraso. Isto é ilustrado na figura 8.

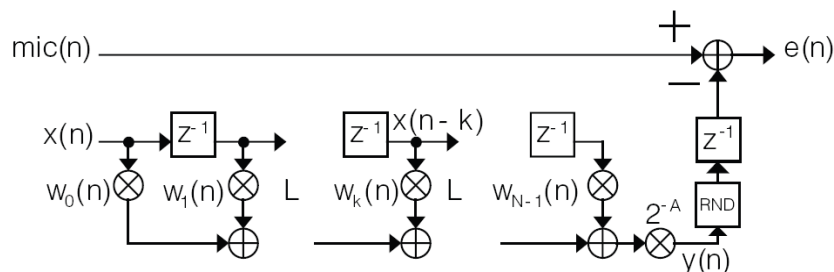


Figura 8 – Diagrama esquemático do filtro FIR no FBC. Extraído de [6].

O tamanho do filtro FIR pode ser configurado de 1 até 40 coeficientes e seu armazenamento na memória ocorre internamente e, como já citado na seção anterior, é compartilhado com o armazenamento do *bulk-delay*.

O cálculo da filtragem usa o sinal de entrada com 20 bits e os 16 bits mais significantes dos coeficientes LMS/NLMS.

Conectado entre o filtro FIR e o somador do sinal de erro, há um divisor (*Coefficient Scaling Factor* – FBK_a) que pode ser usado para diminuir a amplitude da saída do filtro visando obter maior precisão na identificação de caminhos de realimentação com coeficientes muito baixos. A saída do divisor é arredondada e saturada, se necessário, e então é armazenada para ser usada no cálculo do próximo valor do sinal de erro. Este cálculo é iniciado com a chegada da próxima amostra de sinal na entrada ADinMic.

Os coeficientes de 16 bits do filtro FIR variam na faixa entre -1 e 1. Estes coeficientes são alinhados a esquerda, ou seja, seu valor encontra-se entre os bits 19 e 4, o bit de sinal é o bit 19 e o ponto binário está implicitamente entre os bits 19 e 18. Deste modo, por exemplo, para o valor hexadecimal “0x7FFF0” temos aproximadamente 1, enquanto “0x80000” é equivalente a -1.

Algoritmo de filtragem LMS/NLMS

Utilizando-se o modo de passo de adaptação fixo (LMS), o passo de adaptação multiplica o produto do sinal de erro e dos estados do filtro. A equação de atualização dos coeficientes é a seguinte [6]:

$$w_k(n+1) = (1 - 2^{-g}) \cdot w_k(n) + a \cdot e(n) \cdot x(n-k) \quad (7)$$

Nesta equação, $w_k(n)$ é o coeficiente k do filtro FIR no instante n, $e(n)$ é o sinal de erro, $x(n-k)$ é o estado do filtro FIR para o coeficiente k, e a é o valor do passo de adaptação. O parâmetro g é o *leakage factor* usado para fornecer decaimento aos valores dos coeficientes antigos.

Quando se opta pelo modo de adaptação dos coeficientes com passo de adaptação variável de acordo com a potência dos sinais $x(n)$ e $e(n)$ obtém-se uma aproximação do algoritmo NLMS (Ao longo deste texto se fará referência a esta aproximação simplesmente como NLMS). Neste modo, o passo de adaptação é normalizado pela potência dos sinais $x(n)$ e $e(n)$. Desta forma a equação de atualização dos coeficientes torna-se [6]:

$$w_k(n+1) = (1 - 2^{-g}) \cdot w_k(n) + a \cdot e(n) \cdot x(n-k) \cdot 2^{-2p} \quad (8)$$

Na qual o parâmetro p é dado por [6]:

$$p = \log_2(P_x + P_e) \quad (9)$$

Os valores P_x e P_e são, respectivamente, estimativas da potência dos sinais de entrada e de erro. Estes valores são obtidos através de dois detectores de nível de sinal independentes. Estes detectores constituem-se de um retificador de onda completa seguido de um filtro de suavização. As estimativas dos valores P_x e P_e podem ser configuradas através do parâmetro q (*Power Average Time Constant*), o qual indica a constante de tempo do filtro de suavização dos detectores de nível.

A frequência de atualização dos coeficientes pelo algoritmo LMS/NLMS pode ser ajustada de uma atualização por amostra até uma atualização a cada 24 amostras. Esta configuração é feita por algum processador externo através da configuração do registrador FBK_DR (*Feedback Canceller Decimation Rate*). Deve notar-se que aumentando a razão entre amostras e adaptações (*decimation rate*) diminui-se na mesma razão o limite máximo que garante a estabilidade do passo de atualização do algoritmo LMS.

O cálculo dos coeficientes LMS/NLMS utiliza precisão de 32 bits, os quais são armazenados nos conjuntos de registradores FBK_WH e FBK_WL, ambos de 20 bits. Os 16 bits mais significantes são armazenados (alinhados a esquerda) nos registradores FBK_WH enquanto os outros 16 bits são armazenados (alinhados a esquerda) nos registradores FBK_WL. Um terceiro conjunto de registradores, FBK_WHD, é usado para carregar instantaneamente valores padrão escolhidos para os registradores FBK_WH. Isto é feito através da escrita (por um processador externo) de um bit 1 no registrador de recarregamento dos coeficientes, o FBK_rld.

2.3.2. Configuração

Todos os parâmetros e modos de operação do FBC são controlados por algum processador externo (geralmente o MDSP ou IPC_uDSP) via uma série de registradores de configuração.

Para configurar o FBC os seguintes passos devem ser seguidos:

- Conectar as entradas de áudio através do *crosspoint switch* (ou pelo barramento de controle, neste caso deve-se configurar o registrador FBK_CFG);
- Selecionar o modo de operação (LMS ou NLMS) no registrador FBK_CFG;

- Caso deseje-se estabelecer os valores padrão a serem carregados nos coeficientes do filtro FBK_WH deve-se escrever os valores desejados nos registradores FBK_WHD e após isto escrever 1 no registrador FBK_rld;
- Selecionar a frequência de atualização dos coeficientes LMS/NLMS e configurar o registrador de *decimation rate*, FBK_DR;
- Selecionar, caso deseje-se, o *coefficient scaling factor* apropriado, e carregá-lo no registrador FBK_A;
- Quando usando o modo NLMS de operação, selecionar o valor da constante de tempo do detector de nível (*Power Average Time Constant*) e carregá-lo no registrador FBK_q;
- Selecionar o valor do *leakage factor* e carregá-lo no registrador FBK_g;
- Especificar o valor do passo de adaptação e carregá-lo no registrador FBK_a. Deve-se tomar cuidado ao escolher o valor do passo de adaptação a fim de garantir que o algoritmo LMS/NLMS não se torne instável;
- Selecionar o tamanho do filtro FIR e do *bulk-delay*, considerando que a soma de ambos deve ser menor ou igual a 104, e carregá-los respectivamente nos registradores FBK_L e FBK_Blkd;

3. Metodologia

Esta seção apresenta a metodologia utilizada para o estudo da identificação de caminhos de realimentação utilizando algoritmo de filtragem adaptativa implementado na plataforma Voyageur TD™.

Para a simulação do caminho de realimentação $G(n)$ foram utilizadas quatro configurações que apresentam respostas previamente conhecidas. Primeiramente, foi utilizado um circuito composto por resistores (divisor de tensão) que visou a simples simulação de uma ligação direta entre a entrada e a saída da placa. Em seguida, foi utilizado um circuito resistivo capacitivo (filtro RC passa-baixas) de modo a verificar a identificação da forma da resposta ao impulso do caminho de realimentação. Após isto, utilizou-se uma simples verificação do atraso de propagação do som no ar através do uso de alto-falante e microfone separados por distâncias conhecidas. Finalmente utilizou-se o sistema para identificação de um caminho de realimentação típico de aparelho auditivo na orelha.

3.1. Implementação do sistema de identificação do caminho de realimentação na plataforma Voyageur TD™

Para a identificação do caminho de realimentação, foi utilizada a configuração mostrada na figura 9 composta basicamente de três blocos: Um gerador de ruído branco que tem o papel de fornecer a excitação ao filtro adaptativo; O próprio filtro adaptativo, representado pelo bloco $W(n)$; e o caminho de realimentação representado pelo bloco $G(n)$.

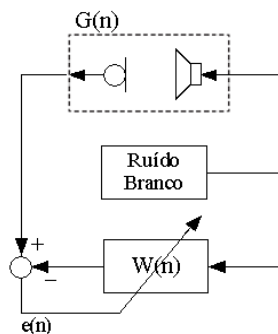


Figura 9 – Diagrama esquemático do sistema de identificação do caminho de realimentação $G(n)$.

A estrutura representada na Figura 9, foi implementada na plataforma Voyageur TD™ fazendo uso dos blocos FBC, onde foi implementado o Filtro Adaptativo $W(n)$ e do IPC_uDSP responsável pela rotina de geração de ruído branco. O caminho de realimentação $G(n)$ é composto pela saída analógica de áudio e pela entrada de sinal Vin1, ambos presentes na interface CODEC.

Na figura 10 pode-se observar a estrutura de blocos do sistema de identificação do caminho de realimentação implementado na plataforma Voyageur TD™.

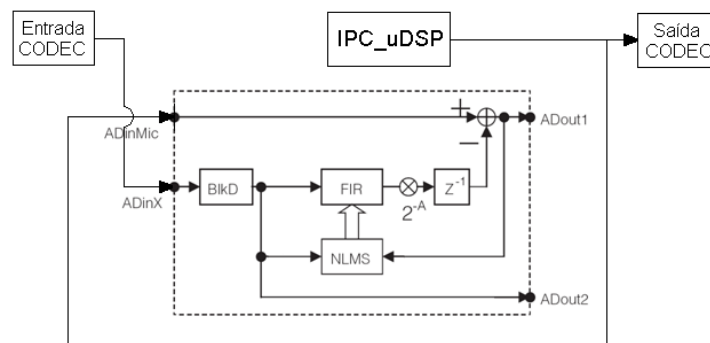


Figura 10 – Diagrama esquemático do sistema de identificação do caminho de realimentação $G(n)$ implementado na plataforma Voyageur TD™.

Nesta configuração se espera que ao fim do processo de adaptação do filtro adaptativo os coeficientes $W(n)$ representem o caminho $G(n)$.

Nas seções a seguir, serão abordadas as diferentes configurações que foram utilizadas para representar o caminho de realimentação $G(n)$.

3.1.1. Circuito com resistores

Em um primeiro momento, para se obter a característica do caminho de realimentação de forma a contemplar somente os blocos de conversão A/D e D/A presentes no CODEC realizou-se a montagem de um circuito resistivo do tipo divisor de tensão. O objetivo deste circuito é apenas compatibilizar os níveis de tensão de saída e entrada da placa Voyageur TDTM GA3280.

A Figura 11 apresenta a configuração do circuito resistivo ligando a saída e a entrada da placa.

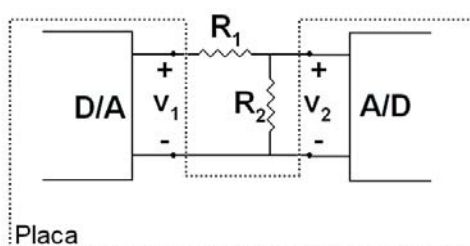


Figura 11 – Configuração externa da saída D/A e entrada A/D da placa para caminho de realimentação composto por circuito resistivo.

Os valores dos resistores R_1 e R_2 foram escolhidos de forma a manter o valor do sinal de entrada em níveis menores que -15dBV ($177,8\text{ mV}$) que é o valor máximo para o sinal de entrada. A configuração escolhida foi com R_1 e R_2 iguais a $1\text{K}\Omega$ e 100Ω respectivamente, promovendo uma atenuação de 11 vezes.

3.1.2. Circuito RC

Enquanto o circuito anterior tem função apenas de fornecer características sobre o comportamento dos blocos de conversão D/A e A/D presentes no CODEC, o circuito aqui apresentado possui maior importância visto que através dele pode-se observar a característica da

resposta ao impulso de um sistema já conhecido, no caso um filtro passa baixas composto pelo circuito resistivo-capacitivo (Figura 12).

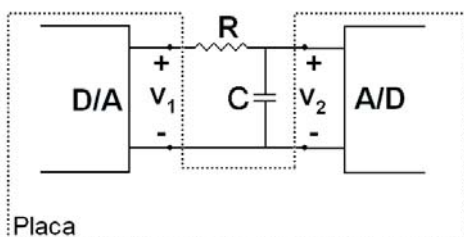


Figura 12 – Configuração externa da saída D/A e entrada A/D da placa para caminho de realimentação composto por circuito RC.

Os valores do resistor R e capacitor C foram escolhidos de forma a gerar uma resposta ao impulso com características que podem ser identificadas pelo filtro adaptativo implementado na placa.

Como utilizamos um sistema que opera a uma taxa de amostragem de 16KHz e um filtro configurado com 40 coeficientes, para melhor visualização da resposta identificada devemos escolher o valor da constante de tempo do circuito RC, dado pela multiplicação dos valores da resistência R e da capacitância C, cerca de 4 a 5 vezes menor que o período de amostragem multiplicado pelo tamanho do filtro. Ou seja, cerca de 0,5 milissegundos. Para tal, os valores escolhidos de R e C foram escolhidos respectivamente 5K Ω e 100nF.

3.1.3. Identificação do atraso da propagação do som no ar

Esta configuração do caminho de realimentação $G(n)$ visa identificar além do comportamento dos blocos de conversão D/A e A/D presentes no CODEC, as características de um alto-falante e microfone, bem como o atraso de propagação do som no ar quando distanciamos o alto-falante e o microfone de 10 e 20 cm.

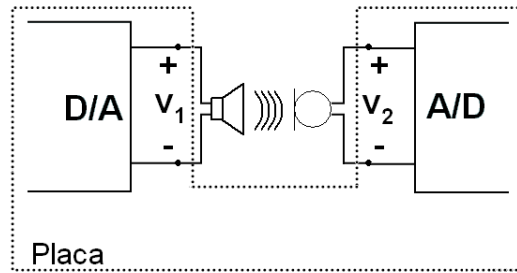


Figura 13 – Configuração externa da saída D/A e entrada A/D da placa para caminho de realimentação composto por alto-falante e microfone.

3.1.4. Identificação do caminho de realimentação na orelha

Por fim, testou-se a identificação do caminho de realimentação presente entre a saída do alto-falante e microfone do aparelho auditivo quando em uso na orelha de um usuário. Para tanto, utilizou-se o mesmo sistema implementado anteriormente na placa de desenvolvimento GA3280 em um aparelho retro-auricular.

Devido à limitação do tamanho máximo do filtro adaptativo em 40 coeficientes a identificação da resposta ao impulso do caminho de realimentação foi feita por partes, fazendo uso do *Bulk Delay*. Em seqüência, a resposta global foi montada a fim de se obter uma resposta de maior comprimento (comprimento total máximo de 104 amostras).

4. Resultados

Esta seção é dividida em cinco partes. Inicialmente serão abordados alguns aspectos de configuração dos parâmetros do filtro adaptativo que se relacionam com todos os experimentos realizados. Em seguida é abordado cada um dos quatro experimentos de forma independente.

4.1. Configuração dos parâmetros do filtro adaptativo

Para a configuração dos parâmetros do FBC (detalhados na seção 2.3.2) é necessário o uso de um co-processador externo para gravar os valores destes parâmetros nos respectivos registradores de

configuração presentes no FBC. Neste sistema foi utilizado o co-processador MDSP para realizar esta tarefa na inicialização. Os valores de configuração gravados no FBC encontram-se na tabela 1.

Tabela 1 – Configuração do FBC

Parâmetro	Valor decimal	Valor hexadecimal ¹	Significado
FBC_CFG	3	0x00003	Configuração FIR e NLMS ativos.
FBC_DR	1	0x00001	Sem decimação.
FBC_A	(valores variados) ²	(valores variados)	Fator de escala.
FBC_q	5	0x00005	Constante de tempo do filtro de suavização dos detectores de nível de sinal.
FBC_a	0,00155639	0x00330	Passo de adaptação.
FBC_L	40	0x00028	Tamanho do filtro adaptativo.
FBC_BlkD	0	0x00000	Valor do Atraso aplicado antes do filtro.

4.2. Circuito com resistores

A identificação do caminho de realimentação formado pela saída e entrada do CODEC da placa GA3280 ligados através de um circuito resistivo do tipo divisor de tensão apresentou a resposta ao impulso mostrada na Figura 14.

¹ Os valores hexadecimais são representados na plataforma Voyageur TD™ na notação 0x1s19f (um bit de sinal e dezenove fracionários).

² Valor detalhado em cada seção a seguir.

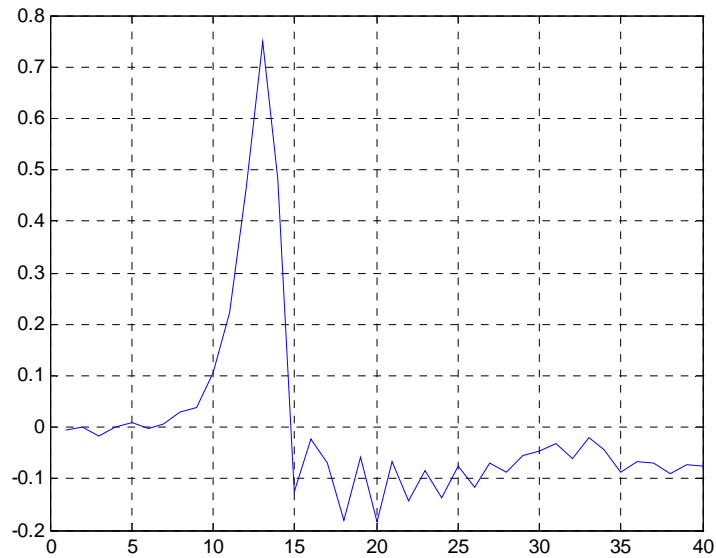


Figura 14 – Resposta ao impulso do caminho de realimentação de um circuito divisor de tensão com atenuação de 11 vezes. Frequência de amostragem de 16kHz.

Através da Figura 14 se pode observar a existência de um atraso intrínseco à conversão D/A e A/D de cerca de 13 amostras, o que corresponde, operando a uma frequência de 16kHz, a aproximadamente 0,81 milissegundos.

Para este experimento, utilizou-se o coeficiente de escala (*scaling factor*, FBC_A) com valor igual a 7 para melhor ajustar a resolução do caminho identificado.

4.3. Circuito RC

A identificação do caminho de realimentação formado pela saída e entrada do CODEC da placa GA3280 ligados através de um circuito do tipo resistor-capacitor na configuração passa-baixas apresentou a resposta ao impulso mostrada na Figura 15.

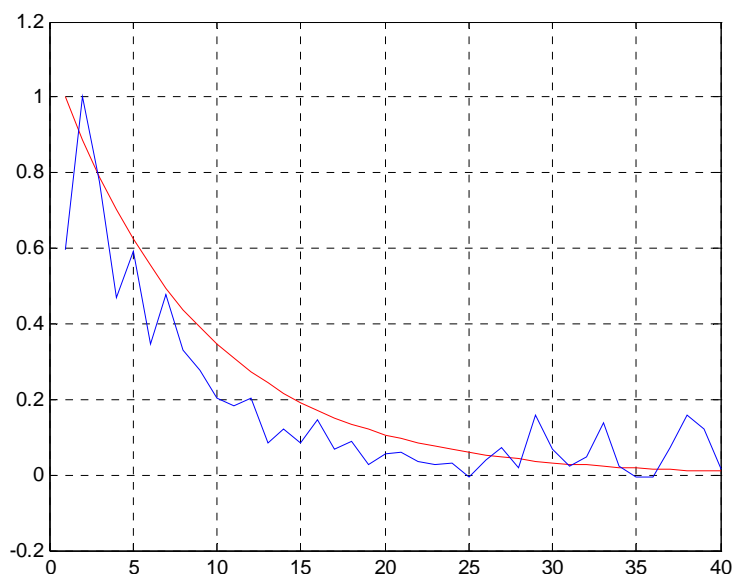


Figura 15 – Resposta ao impulso do caminho de realimentação de um circuito RC obtida experimentalmente (azul) e teórica (vermelha). Frequência de amostragem de 16kHz.

Para obtenção da Figura 15, utilizou-se o bloco *Bulk Delay* do FBC para que fossem eliminados os coeficientes iniciais (13 coeficientes) do processo de adaptação. Usou-se também neste caso o coeficiente de escala com valor igual a 3 para melhor ajustar a resolução do caminho identificado.

Analisando o decaimento da curva acima é possível inferir de forma aproximada a constante de tempo do sistema identificado. Assumindo um tempo de acomodação de aproximadamente 3 constantes de tempo, e o início do decaimento e acomodação respectivamente nos coeficientes 2 e 25, tem-se uma constante de tempo equivalente a 7,67 coeficientes, o que representa, operando a uma taxa de amostragem de 16KHz, aproximadamente 0,48 milissegundos.

4.4. Identificação de atraso da propagação do som no ar

As respostas ao impulso do caminho de realimentação formado pela saída e entrada do CODEC da placa GA3280 ligados através de um alto-falante e um microfone distanciados de 10 e 20cm apresentam-se, respectivamente na Figura 16 (a) e (b). Neste experimento não se utilizou o fator de escala.

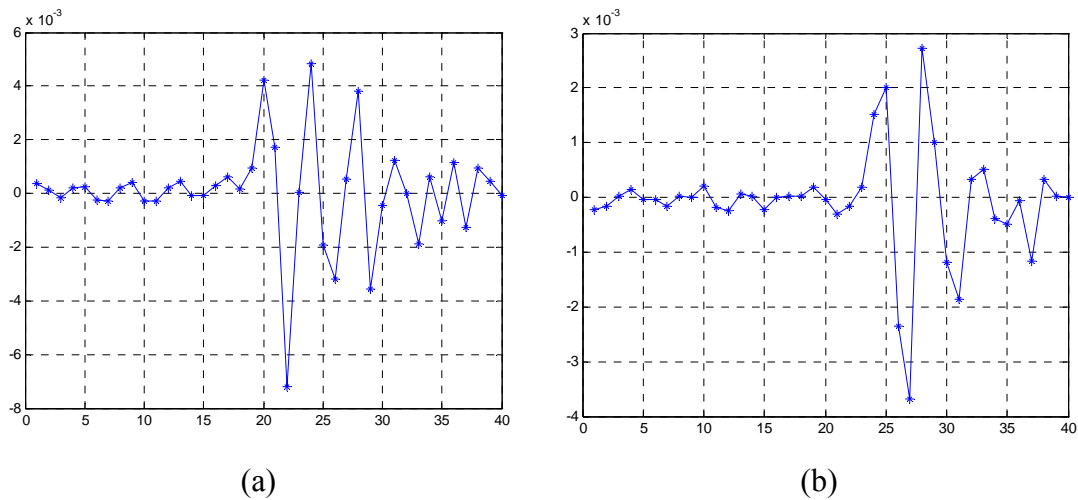


Figura 16 – Resposta ao impulso do caminho de realimentação composto por um alto-falante e microfone. (a) Distanciados de 10 cm; (b) Distanciados de 20 cm. Frequência de amostragem de 16kHz.

Na Figura 16 é possível notar que a resposta apresenta um atraso que é composto pelo atraso intrínseco nas conversões D/A e A/D, o atraso da resposta dos sistemas alto-falante e microfone e o atraso de propagação do som no ar.

Considerando a velocidade do som no ar igual a 340m/s, para que o sinal sonoro percorra uma distância de 10cm, gastam-se aproximadamente 0,294 milissegundos. Com o sistema de identificação operando com uma taxa de amostragem de 16KHz, este tempo representa um atraso de aproximadamente 5 coeficientes na resposta ao impulso.

Assumindo que ambas as curvas de identificação mostradas acima foram obtidas sob as mesmas condições experimentais, podemos atribuir a diferença das respostas ao impulso mostradas nas curvas (a) e (b) somente à variação da distância entre o microfone e o alto-falante. Assim, observa-se que para uma variação de 10cm desta distância ocorre, conforme já esperado, o aumento do atraso de propagação em 5 coeficientes na resposta ao impulso.

4.5. Identificação da realimentação na orelha.

A resposta ao impulso do caminho de realimentação de um aparelho auditivo do tipo retro-auricular é apresentada na Figura 17. Foi utilizado um coeficiente de escala de valor igual a 12.

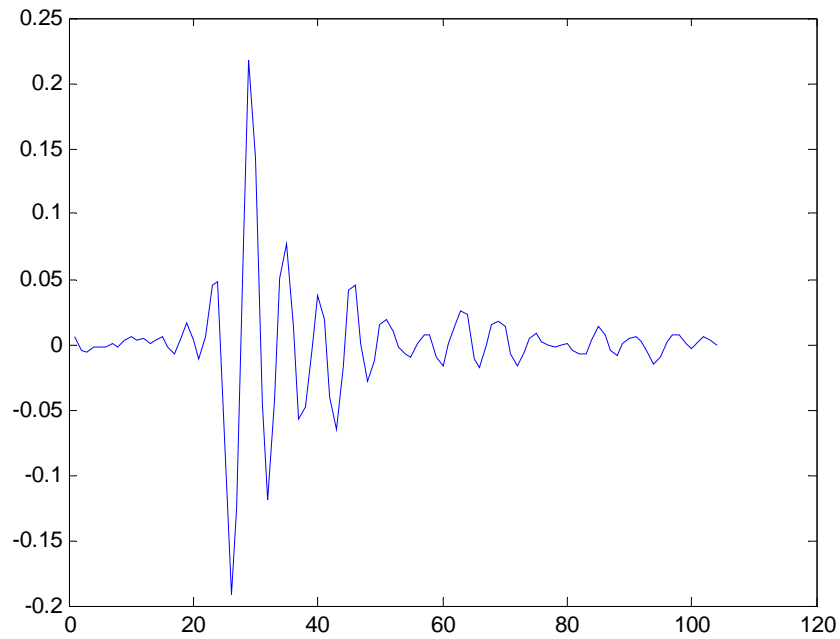
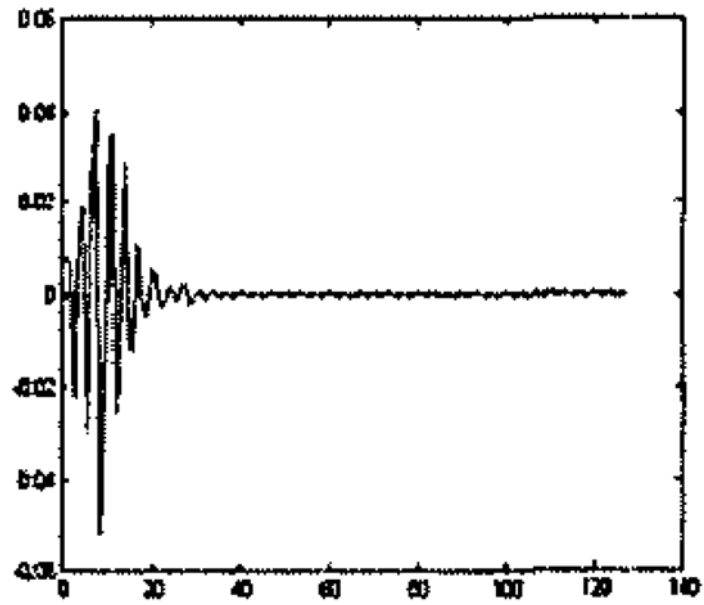
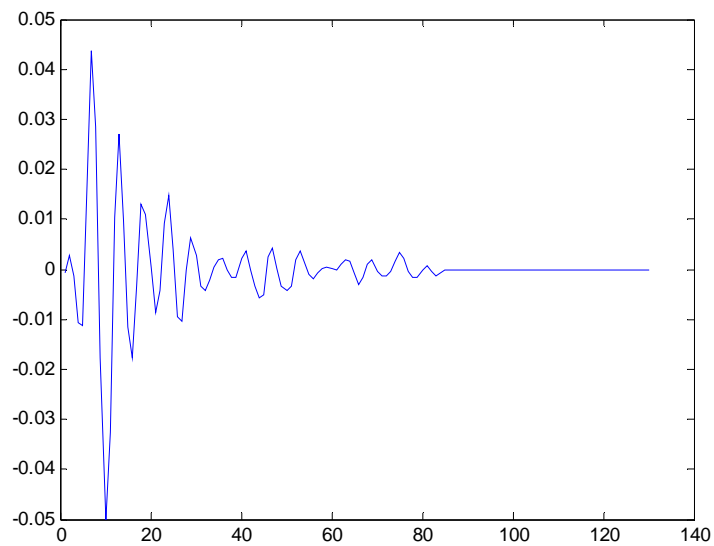


Figura 17 – Resposta ao impulso do caminho de realimentação de um aparelho auditivo retroauricular. Frequência de amostragem de 16kHz.

A Figura 18 abaixo permite verificar que a forma da resposta obtida concorda com o resultado apresentado em [8]. Para facilitar a comparação, a resposta ao impulso apresentada na Figura 17 teve parte do atraso inicial cortado e amplitudes re-escaladas originando a Figura 17b.



(a)



(b)

Figura 18 – Comparação entre a resposta ao impulso obtida e a apresentada em [8]. (a) Resposta apresentada em [8]; (b) Resposta obtida a partir do experimento.

5. Discussão e Conclusão

Todo o processo de realização deste trabalho foi intensamente apoiado nos fundamentos teóricos e nas referências bibliográficas citadas. Para se atingir os objetivos apresentados na Seção 1.1, o estudo da literatura apresentada na seção de referências bibliográficas e a utilização de cálculos matemáticos foram indispensáveis.

Foram utilizados e desenvolvidos diversos programas, escritos em linguagem Matlab. Entre as funções desses programas, pode-se citar a implementação do algoritmo LMS em Matlab para fim de estudo e compreensão do mesmo, bem como a geração e visualização dos gráficos presentes neste relatório.

As maiores dificuldades encontradas foram o ajuste dos parâmetros do sistema, bem como o completo entendimento do funcionamento da plataforma Voyageur TDTM.

Os resultados práticos obtidos e sua confrontação com os resultados teóricos esperados permitem concluir a validade do sistema implementado para a identificação do caminho de realimentação em aparelhos auditivos. O conhecimento do caminho de realimentação acústica é o primeiro passo para o desenvolvimento de sistemas de cancelamento de realimentação. Sistemas que permitem elevados níveis de amplificação para portadores de deficiências graves de audição.

O sistema aqui desenvolvido e a resposta acústica determinada serão incorporados em um futuro próximo ao primeiro aparelho auditivo digital inteiramente desenvolvido com tecnologia brasileira.

Agradecimentos

Agradecimentos a empresa Amplivox pela disponibilização do aparelho auditivo para testes e em especial ao Engenheiro Celso Ribas pela ajuda prestada.

Referências Bibliográficas

- [1] Brito, D.S. e Barros, A.K. apud R. Haical (2003), “Estudos sobre a Avaliação de Sistemas de Amplificação e Reprodução de Som Através de Técnicas Adaptativas”, Relatório de Iniciação Científica, Universidade Católica de Pelotas.
- [2] Widrow, B.; Stearns, S. “Adaptative Signal Processing”. New Jersey: Prentice Hall, 1985. p. 3-114.
- [3] Born, R.S. apud R. Haical (2003), “Estudos sobre a Avaliação de Sistemas de Amplificação e Reprodução de Som Através de Técnicas Adaptativas”, Relatório de Iniciação Científica, Universidade Católica de Pelotas.
- [4] Costa, M. H. e Bermudez J. C. M. (2002). “An Improved Model for the Normalized LMS Algorithm with Gaussian Inputs and Large Number of Coefficients”, ICASSP.
- [5] Voyageur TD™ Getting Started, GENNUM, 2006.
- [6] Voyageur TD™ Feedback Canceller Programmer’s Manual, GENNUM, 2006.
- [7] GUIDE TD™ User Manual, GENNUM, 2006.
- [8] Park, Y.-C., Kim, I.-Y., Lee, S.M. (2003), An Efficient Adaptive Feedback Cancellation for Hearing Aids, International Conference of the IEEE-EMBS, Cancun – México, Setembro, pp. 17-21.

Florianópolis, 10 de maio de 2008.

Eduardo Bombieri

Márcio Holsbach Costa
(orientador)