

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA (UFSC)
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**Resultados Experimentais do Comportamento do Algoritmo LMS Sujeito à
Influência de uma Zona-Morta no Caminho Secundário**

Relatório Final

Associado ao Projeto de Pesquisa:

**Determinação de Modelos Teóricos para o Estudo da Dinâmica de Aprendizado de
Filtros Adaptativos da Família *Least Mean Square***

Aluno: Leandro Ronchini Ximenes

Orientador: Márcio Holsbach Costa

CNPq

PIBIC

Florianópolis

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo a validação experimental de um estudo teórico sobre o algoritmo *Least Mean Square* (LMS) quando existe uma não-linearidade do tipo zona-morta na saída do filtro adaptativo. Primeiramente são revisados alguns temas relevantes à técnica de filtragem adaptativa. Em seguida, é introduzida a aplicação de Controle Ativo de Ruído Acústico e realizada uma abordagem sobre processadores digitais de sinais. Posteriormente é apresentada a implementação do algoritmo LMS em uma placa de aquisição e processamento digital de sinais baseada no processador ADSP 21061. A partir disso, são apresentados resultados experimentais com dois circuitos elétricos que apresentam a característica de zona-morta, que permitem a verificação de previsões teóricas sobre o impacto da não-linearidade no desempenho do algoritmo LMS. Finalizando, é apresentada a discussão sobre os resultados deste trabalho.

Palavras-chaves: Filtragem Adaptativa, algoritmo LMS, não-linearidade, zona-morta

SUMÁRIO

| | |
|---|-----------|
| 1 Introdução..... | 1 |
| 1.1 Objetivos..... | 1 |
| 1.2 Justificativas..... | 1 |
| 2 Fundamentos Teóricos..... | 2 |
| 2.1 Filtro Adaptativos..... | 2 |
| 2.2 Algoritmo <i>Least Mean Square</i> (LMS)..... | 3 |
| 2.3 Controle Ativo de Ruído | 5 |
| 2.4 Processadores Digitais de Sinais (DSPs)..... | 5 |
| 2.5 Placa de Aquisição de Sinais Sharc EZ-KIT Lite [®] | 7 |
| 3 Metodologia..... | 9 |
| 3.1 Zona-Morta no Caminho Secundário..... | 9 |
| 3.2 Implementação do <i>Hardware</i> | 10 |
| 3.2.1 Circuito com Diodos..... | 11 |
| 3.2.2 Circuito com Transistores..... | 12 |
| 3.3 Implementação do Algoritmo LMS..... | 13 |
| 3.4 Considerações sobre o Atraso de Sinal no Caminho Secundário..... | 14 |
| 4 Resultados..... | 16 |
| 4.1 Configuração do Filtro Adaptativo | 16 |
| 4.2 Circuito com Diodos..... | 17 |
| 4.3 Circuito com Transistores..... | 19 |
| 5 Discussão..... | 23 |
| Referências Bibliográficas | 24 |

1 INTRODUÇÃO

A técnica de filtragem adaptativa tem sido amplamente utilizada em várias aplicações da área de processamento de sinais, como por exemplo: equalização de sinais, cancelamento de eco em sistemas de telefonia, processamento de sinais biológicos, controle ativo de ruído (ANC – *Active Noise Control*), sistemas de radar e sonar, entre outros. A grande vantagem desta técnica em relação às técnicas de filtragem convencional, é a capacidade de se adequar a sistemas onde existem poucas informações conhecidas *a priori* ou quando estes apresentam características não-estacionárias no tempo. Entre os vários algoritmos disponíveis, o algoritmo *Least Mean Square* (LMS) é o mais estudado, em função de seu baixo custo computacional e adequado desempenho em várias aplicações diferentes.

Neste trabalho será avaliado o desempenho do algoritmo LMS quando existe uma não-linearidade do tipo zona-morta na saída do filtro adaptativo. Experimentos práticos são apresentados de forma a validar os resultados teóricos inicialmente apresentados em [1].

1.1 Objetivo

Este trabalho tem o objetivo de verificar, através de experimentos práticos, o impacto da existência de uma não-linearidade do tipo zona-morta na saída do filtro adaptativo LMS. Os resultados práticos obtidos são utilizados para validar a análise teórica desenvolvida em [1].

1.2 Justificativa

Na literatura científica podem ser encontrados diversos estudos sobre o algoritmo LMS em sistemas lineares. No entanto, a presença de não-linearidades, muito comum em sistemas físicos reais, não possui uma abordagem tão abrangente, existindo uma lacuna entre o conhecimento teórico e a aplicação nesses sistemas. A importância da realização deste trabalho é fornecer sustento prático à teoria já existente, auxiliando o projeto e o desenvolvimento de sistemas reais de filtragem adaptativa.

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 e multiplicação de matrizes, além de conceitos básicos de estatística para que melhor possa compreender este relatório.

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

2.1 Filtros Adaptativos

Filtros adaptativos são filtros digitais que possuem como principal característica a capacidade de auto-ajuste dos seus parâmetros a um ambiente, de forma que o processo de filtragem seja otimizado.

Tais filtros possuem grande relevância em situações onde pouca informação é disponível ou onde condições não-estacionárias estão presentes. Nessas situações, a filtragem adaptativa possui melhor desempenho em relação a filtros não-adaptativos.

Basicamente, para se obter o filtro ótimo, bastaria a determinação do vetor de correlação entre sinal desejado e o sinal de entrada (\mathbf{p}) e da matriz de autocorrelação do sinal de entrada (\mathbf{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 $\mathbf{p}(n)$ e $\mathbf{R}(n)$) 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 LMS.

2.2 Algoritmo Least Mean Square (LMS)

O algoritmo adaptativo LMS de Widrow e Hopf [2] utiliza o erro quadrático instantâneo ($e^2(n)$) como uma aproximação para o erro médio quadrático ($E\{e^2(n)\}$). Uma estimativa do gradiente da função custo é obtida da seguinte maneira.

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

Com esta estimação do gradiente, há a possibilidade de se especificar um algoritmo do tipo “steepest-descent” (descida mais íngreme) [2], ou seja:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu_a \hat{\nabla}E\{e^2(n)\} \tag{2}$$

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

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu_a e(n) \mathbf{x}(n) \tag{3}$$

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

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

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

pode ser visualizada na Fig. 1, que demonstra o processo de procura do mínimo de uma função de custo ao longo das diversas iterações.

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.

Segundo [2], a estabilidade do LMS segue a relação

$$0 < \mu < \frac{1}{tr\{\mathbf{R}\}} \quad (5)$$

onde $tr\{\cdot\}$ é a operação de traço sobre a matriz argumento.

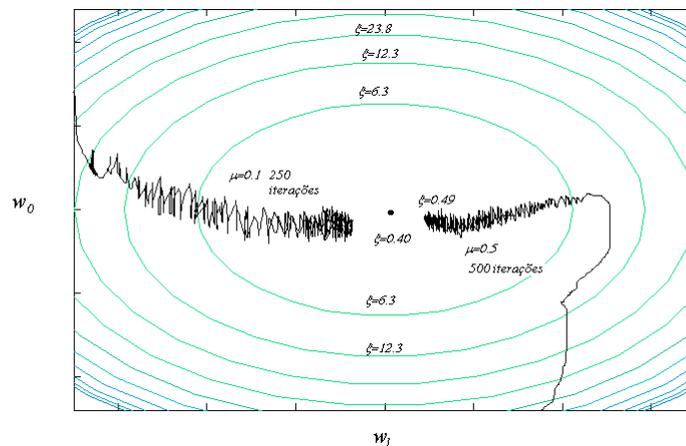


Fig.1: Superfície de desempenho do algoritmo LMS e processo de convergência. Dois processos de convergência são apresentados. O processo da esquerda com elevado passo de adaptação necessita de menos iterações para se aproximar do mínimo. No entanto, possui maior ruído associado.

Após a apresentação dos conceitos básicos relacionados ao algoritmo LMS, será focada agora a técnica de Controle Ativo de Ruído, citada em [1] como uma interessante área de aplicação para filtros adaptativos. Em seguida, serão explicadas as características básicas dos Processadores Digitais de Sinais (DSPs) e da placa de aquisição de sinais utilizada neste trabalho, para fornecer ao leitor maiores informações sobre estes elementos e ajudar na compreensão da metodologia utilizada.

2.3 Controle Ativo de Ruído

Controle Ativo de Ruído (ANC - *Active Noise Control*) é um método utilizado para diminuir ruídos sonoros. O princípio de funcionamento se baseia na emissão de um sinal sonoro idêntico ao sinal que se deseja cancelar porém com fase inversa. Em virtude de que as características do ambiente em que o sistema atua são muitas vezes desconhecidas e variantes no tempo, esta é uma interessante área de atuação para a filtragem adaptativa, em especial de algoritmos derivados da família LMS.

Em aplicações ANC, o sinal de cancelamento (anti-ruído) é produzido através de um alto-falante ou um transdutor piezoelétrico, entretanto, componentes eletrônicos como amplificadores de potência e transdutores, possuem características não-lineares, como por exemplo saturação e zona-morta (Fig. 2), que influenciam o desempenho do algoritmo de controle, dificultando o processo de cancelamento. Dessa forma é importante conhecer o impacto dessas características sobre o processo de cancelamento de modo a possibilitar o desenvolvimento de novas estratégias de projeto dos algoritmos de adaptação.

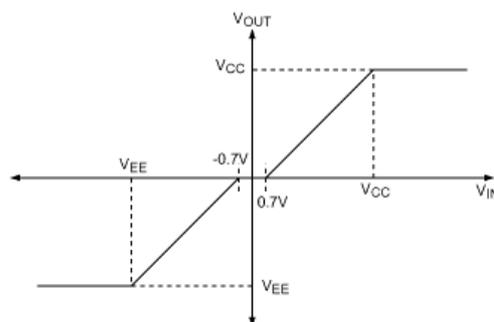


Fig.2: Curva de zona-morta. O eixo horizontal representa a tensão de entrada (V_{in}) e o vertical a tensão de saída (V_{out}). Os pontos V_{EE} e V_{CC} referem-se ao limiar de saturação do sistema. Nesse trabalho essa região será evitada. A faixa de extensão da zona-morta encontra-se dá no intervalo $(-0,7,0,7)V$.

2.4 Processadores Digitais de Sinais (DSPs – *Digital Signal Processors*)

Existem diversas famílias de DSPs presentes hoje no mercado, havendo muitos processadores para cada família. Devido à impossibilidade de se registrar aqui todas as características, de todos os processadores, serão focadas apenas as características mais

comuns que distinguem os processadores digitais de sinais de processadores de propósito geral [3]. Estas características são apresentadas a seguir:

- Multiplicar-Acumular rápido: A propriedade mais conhecida dos DSPs é a capacidade de realizar a operação de multiplicar-acumular (MAC) em um único ciclo. Essa habilidade é muito útil quando se precisa trabalhar com multiplicação de vetores (produto interno), como na filtragem digital adaptativa.
- Acesso múltiplo à memória: A segunda característica mais comum entre os processadores digitais de sinais é a possibilidade de acessar várias vezes a memória em um único ciclo. Isto permite ao processador a execução de uma instrução ao mesmo tempo em que ele busca operadores para as operações seguintes ou guarda resultados de operações passadas, o que aumenta o desempenho do processamento.
- Modo de endereçamento especializado: Para permitir o máximo desempenho do processador, os DSPs incorporam unidades geradoras de endereços especializadas. Estas, por sua vez, apresentam modos de geração dedicados a cada aplicação no processamento digital de sinais. Entre esses modos podemos encontrar o endereçamento circular, utilizado para simplificar a implementação de *buffers* de dados, e o endereçamento com pós-incremento, utilizado onde existem procedimentos repetitivos.
- Controle de execução especializado: Muitos algoritmos de processamento digital de sinais apresentam entre si muitas semelhanças, como a presença de laços, interrupções e canais de entrada e saída. Assim, muitos DSPs apresentam elementos de controle de execução diferenciados, como laços especiais, para melhorar a performance.
- Periféricos e interfaces de Entrada/Saída: Como em todas as características acima, que visam melhorar o desempenho do processamento, os processadores digitais de sinais incorporam elementos de interface externa, como portas seriais e paralelas, e mecanismos especializados de controle destas, como DMAs (*Direct Memory Access*).

O DSP utilizado neste trabalho foi ADSP-21061 da Analog Devices[®] que será caracterizado na próxima seção.

2.5 Placa de Aquisição de Sinais Sharc EZ-KIT Lite[®]

A placa de aquisição de sinais SHARC EZ-KIT Lite[®] [4] conjuga os seguintes dispositivos:

- Processador ADSP-21061 da Analog Devices à 40 MHz de *Clock*;
- Conversor AD1847 16-bit Stereo SoundPort Codec;
- Interface RS-232;
- EPROM incluída ;
- “Push-Buttons” para “flag”, interrupção externa e reset do processador;
- Conjunto de LEDs programáveis;
- Tensão de alimentação regulável;
- Conectores para expansão de Hardware;

O Processador Digital de Sinais ADSP-21061 é um processador de 32 bits de ponto-flutuante com memória SRAM interna de 1 Mbit, duas portas seriais assíncronas de 40 Mbits e um controlador DMA sofisticado [5].

O Codec AD1847 é um conversor A/D e D/A, permite diferentes ganhos na entrada e saída e trabalha com 16 bits de representação numérica [6]. A Fig. 3 apresenta a placa Sharc Ez-Kit Lite.

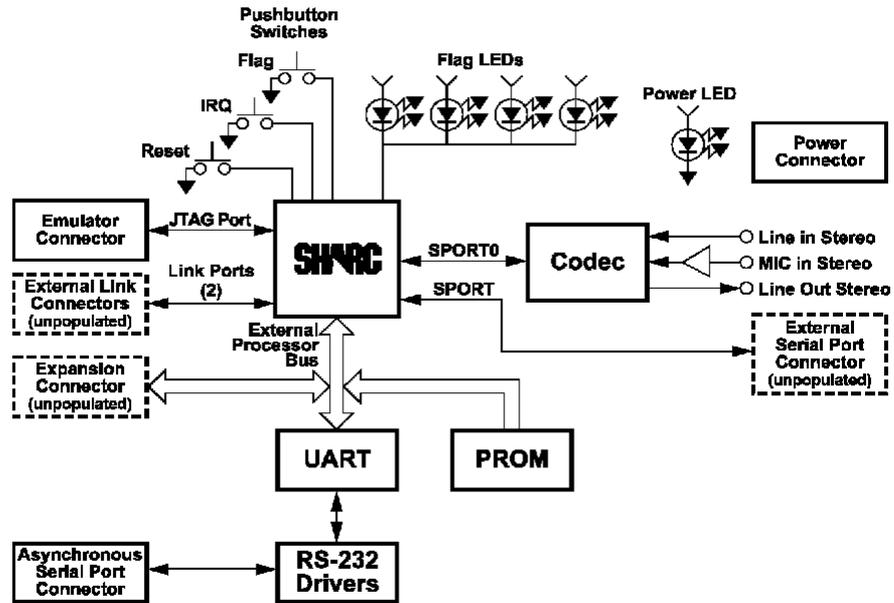


Fig.3: Placa Sharc Ez-Kit Lite.

3 METODOLOGIA

Esta seção apresenta a metodologia utilizada para o estudo da influência da existência de uma não-linearidade do tipo zona-morta na saída (caminho secundário) do filtro adaptativo LMS. O pano de fundo para os procedimentos aqui realizados é a aplicação de Controle Ativo de Ruído Acústico.

Para a simulação do comportamento de um sistema de Controle Ativo de Ruído influenciado por uma zona-morta na saída do filtro adaptativo (conseqüência da utilização de amplificadores de potência de baixo custo ou transdutores piezoelétricos) foram utilizados dois circuitos eletrônicos. Primeiramente, foi utilizado um circuito composto por diodos que visou a simples simulação de um sistema não-linear na condição suposta de operação. Em seguida, foi utilizado um circuito transistorizado de modo a verificar a real influência de amplificadores de potência de diversas classes (A, B e AB) [8] sobre o comportamento do processo de adaptação do algoritmo LMS.

3.1 Zona-Morta no Caminho Secundário

Conforme já explicitado, o objetivo deste trabalho é corroborar os resultados teóricos publicados em [1] através de experimentos práticos. Em [1], basicamente, demonstrou-se a progressiva perda de desempenho do algoritmo LMS com o aumento da zona-morta. Isso foi feito, através da determinação e análise de equações recursivas que descreviam o comportamento médio dos coeficientes e erro médio quadrático. Estas equações estabeleceram três tipos de relações:

1. Relação entre a região de zona-morta e um parâmetro teórico denominado grau de não-linearidade do sistema (η^2). Esse parâmetro depende do sistema linear \mathbf{w}^0 , da estatística do sinal de excitação (\mathbf{R}) e do tamanho da região da zona-morta (τ).
2. Relação entre o grau de não-linearidade do sistema e um fator multiplicativo escalar (q) que relaciona o vetor de coeficientes ótimos (mínimo da superfície

de desempenho) com o vetor de coeficientes ótimo para o caso da inexistência da não-linearidade (sistema linear - w^0).

3. Relação entre o grau de não-linearidade e um fator multiplicativo escalar (v) que relaciona o erro médio quadrático em regime permanente da aplicação em questão com o erro em regime permanente para o caso de um sistema puramente linear.

Neste trabalho, procuramos visualizar as relações descritas no item 3 acima (relação entre erro médio quadrático em regime permanente e grau de não-linearidade), através de uma série de experimentos em sistemas simples porém representativos de sistemas reais mais complexos.

3.2 Implementação do *Hardware*

A topologia implementada (*hardware*) para cada experimento deste trabalho se constitui basicamente de três blocos: uma placa de desenvolvimento (Sharc Ez-Kit Lite) baseada no processador digital de sinais ADSP 21061; um computador pessoal para programação da placa de desenvolvimento e visualização dos dados; um circuito de simulação de zona-morta, constituído por um circuito eletrônico montado sobre um proto-board e uma fonte de alimentação regulável para alimentação dos circuitos ativos. O diagrama da montagem realizada encontra-se na Fig. 4.

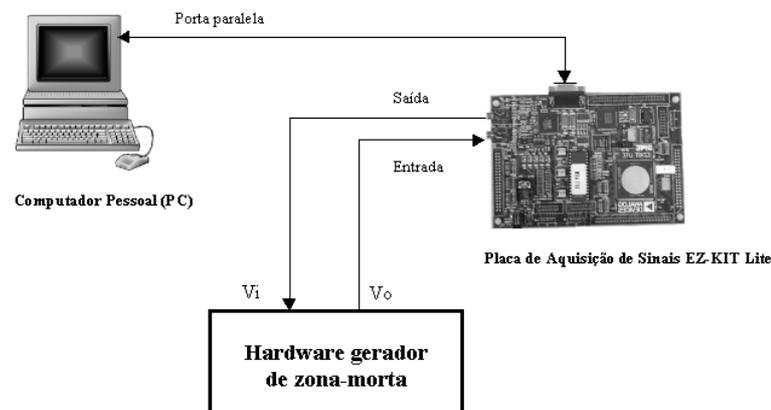


Fig.4: Diagrama da implementação do *hardware*.

O hardware gerador de zona-morta, como foi explicado anteriormente, foi formado por um circuito composto unicamente por diodos na criação da não-linearidade e posteriormente, foi utilizado um circuito de potência, onde a zona-morta é decorrente à presença de transistores. A seguir, detalhes sobre o primeiro circuito e em seguida a implementação com transistores.

3.2.1 Circuito com Diodos

Para gerar a característica não-linear de zona-morta e compatibilizar os níveis de tensão na saída e entrada dos conversores digital-analógico (DAC – *digital to analog converter*) e analógico-digital (ADC - *analog to digital converter*) foi construído o circuito apresentado na Fig. 5. Nesta, os diodos, do tipo 1N4007, em associação paralela, são responsáveis pela criação de uma zona-morta de largura entre $-0,7V$ e $0,7V$ ($\tau = 0,7$) em função de seu limiar de condução (Fig.5). A associação de outros diodos em série permite o aumento dessa largura. Os dois amplificadores operacionais utilizados são do tipo TL084CN.

Na configuração apresentada na Fig.5, o amplificador operacional (AO) número “1” é responsável por um ganho de onze (11) vezes sobre o sinal, enquanto o AO número “2” fornece um ganho de 2 vezes [7]. Para limitar a corrente elétrica nos diodos e permitir o ganho unitário do circuito, foram colocados resistores de $15k\Omega$ e $1k\Omega$ em uma configuração de divisor de tensão.

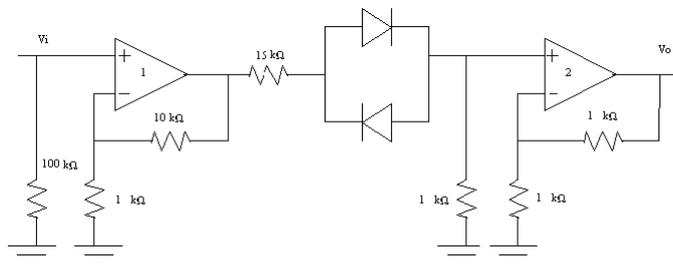


Fig.5: Circuito gerador de zona-morta, com diodos.

A saída DA da placa Sharc Ez-Kit Lite é conectada à entrada do circuito da Fig.5 e a saída deste mesmo circuito é conectada à entrada DA da placa de desenvolvimento, como pode ser visto na Fig.4.

3.2.2. Circuito com Transistores

Enquanto o circuito anterior tem a função exclusiva de simular a zona-morta, o circuito apresentado nesta seção possui uma grande relevância prática na área de filtragem adaptativa.

Na seção sobre Controle Ativo de Ruído foi dito que a aplicação dessa técnica é freqüentemente acompanhada pela presença indesejada da não-linearidade, sobretudo devido à utilização dos componentes de amplificação de sinais, como os transistores.

O circuito visualizado na figura Fig.6 não é um bom amplificador comercial, pois foi projetado visando atender exclusivamente aos objetivos do trabalho, tendo para isso, a exigência de possuir um sinal de saída V_o dentro da especificação imposta pelo fabricante da placa de aquisição de sinais. Entretanto, suas características principais são representativas de amplificadores de potência em geral.

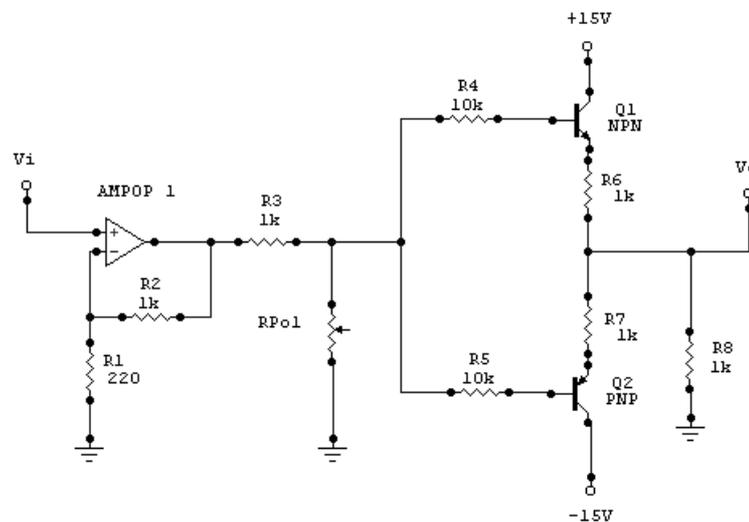


Fig.6: Circuito gerador de zona-morta, com transistores

A geração da zona-morta é ocasionada pela existência de um limiar de condução dos transistores, visto que ele, como o diodo, é um componente semicondutor. Aqui, o transistor NPN é responsável pela amplificação do sinal positivo de V_i e o seu par conjugado PNP, pela parcela negativa da mesma.

O tamanho da zona-morta é variado através da mudança de valor de R_{pol} , cujo valor é proporcional à queda de tensão nele. Quanto maior a tensão na base dos transistores, maior a faixa de sinal a ser amplificado e portanto, menor o tamanho da zona-morta. No teste foram utilizados 4 resistores de valores diferentes para R_{pol} e estes serão explicitados na seção de Resultados. Os transistores possuem uma tensão limiar de condução de aproximadamente 0,7V e o amplificador operacional (Ampop “1”) fornece um ganho de aproximadamente 5,5 vezes [7].

O ganho unitário entre V_o e V_i , assim como a identificação do parâmetro da zona-morta, foram conseguidos através da observação do sinal de V_o para cada teste. A entrada V_i foi conectada à saída da placa de aquisição de sinais e V_o à entrada da mesma.

3.3 Implementação do Algoritmo LMS

A implementação do algoritmo é a mesma para ambos os circuitos, com os diodos e com os transistores, exceto por alterações de ganho no sinal de entrada neste último. Sendo assim, não houve maiores implicações na mudança da implementação de software para cada experimento.

Inicialmente, estudou-se o algoritmo LMS através de um programa escrito em MatLab. Em seqüência, o mesmo foi traduzido para a linguagem C de forma a possibilitar sua implementação na placa de desenvolvimento Sharc Ez-Kit Lite. Para o correto funcionamento do algoritmo em tempo real também foi necessário estudar a programação dos temporizadores, interrupções e programação do CODEC [6]. Uma vez compilado em um computador pessoal (PC), o arquivo executável do programa, com o algoritmo LMS, é transferido para a placa de aquisição de sinais. O DSP então executa todos os comandos presentes no *software*, incluindo a utilização da interface externa da placa. O resultado do programa, constituído por um arquivo de dados com o erro quadrático para as diversas iterações, é gravado no disco rígido do PC hospedeiro.

Basicamente o funcionamento do programa consiste nos seguintes passos:

1. Programação do CODEC e da forma de transmissão de dados entre ele e o processador.

2. Programação dos temporizadores e das interrupções de forma a estabelecer uma determinada frequência de amostragem.
3. Sistema entra em espera até que o temporizador acione a interrupção.
4. A cada chamada da rotina de interrupção:
5. Gera uma amostra de sinal de excitação com média zero, variância unitária e característica Gaussiana branca ($x(n)$).
6. Avalia a saída da planta simulada ($d(n)$)
7. Envia o sinal de excitação para o DAC ($y(n)$).
8. Adquire uma amostra do ADC ($g_{ZM}(y(n))$).
9. Atualiza coeficientes ($w(n)$).
10. Avalia o erro ($e(n)$).
11. Após um determinado número de iterações salva os dados de erro e finaliza o programa.

A Fig.7 apresenta o diagrama em blocos do algoritmo, apresentando as partes interna e externa à placa de aquisição.

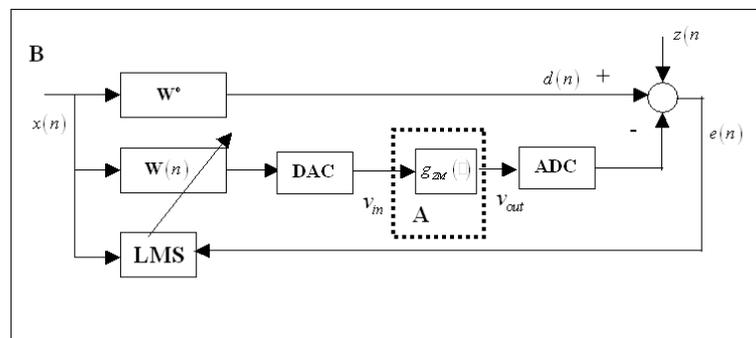


Fig.7: Diagrama em blocos do algoritmo LMS. *Hardware* associado (A) e programação do DSP (B).

3.4 Considerações sobre o Atraso de Sinal no Caminho Secundário

Um dos grandes problemas para o estudo prático do comportamento do algoritmo LMS em sistemas de cancelamento de ruído é o atraso que existe na interface das placas de DSP com o exterior. Isto é, a simples concatenação dos conversores DA e AD na saída do filtro adaptativo adiciona um processo de filtragem ao sinal de cancelamento ($y(n)$). Essa alteração do sinal dificulta e até mesmo impede a convergência do algoritmo.

Na prática, foi observado que o atraso gerado pela inclusão dos canais DA e AD da placa SHARC EZ-KIT Lite impossibilitava a convergência do algoritmo LMS. Sendo assim, foi proposta a inclusão de um processamento extra para a compensação e correção desse problema, permitindo a aplicação da teoria apresentada em [1].

Os diagramas do sistema implementado no DSP e seu equivalente abstrato podem ser encontrados na Fig.8. Comparando-se as Figs. 7 e 8a e assumindo que o sistema S da Fig. 8a representa a parcela linear do processo de saída e entrada de dados da placa (conversores DA, AD, filtro de reconstrução e filtro anti-aliasing) verificamos a inclusão de dois novos processos de filtragem \hat{S} . Essas filtragens são realizadas de modo artificial (*software*).

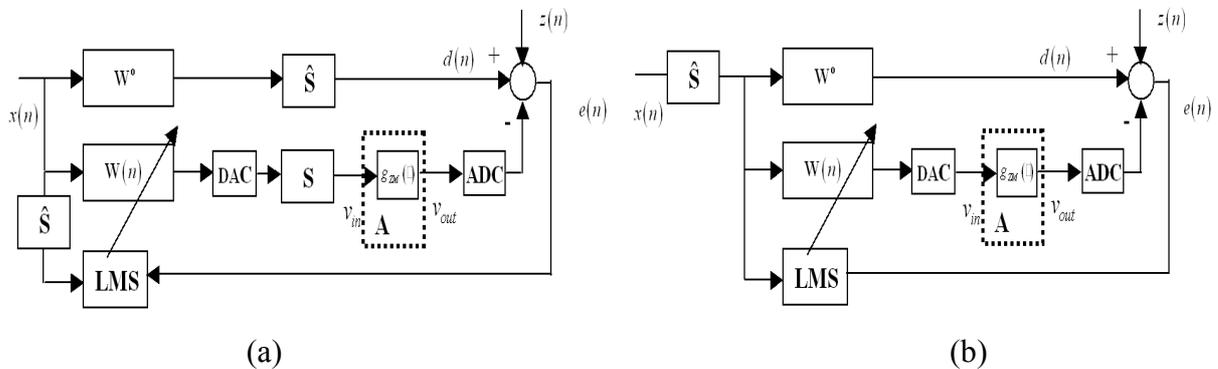


Fig.8: Diagrama em blocos do sistema implementado (a) e da sua abstração equivalente (b) para comparação com os resultados de [1].

Assumindo-se que \hat{S} é uma estimativa adequada de S , obtida através de um procedimento de identificação *off-line* (utilizando o algoritmo LMS), verifica-se que os dois sistemas podem ser considerados como equivalentes após a convergência do filtro adaptativo. Isto é, uma vez que o algoritmo LMS convergiu para um determinado conjunto de coeficientes e estes podem ser considerados praticamente constantes (oscilações desprezíveis), podemos utilizar a teoria de sistemas lineares e trocar a posição de ambos de lugar. O mesmo pode ser feito a qualquer momento com a planta w^0 e o filtro S em seqüência. Resumindo, assumindo-se que haja convergência, todos os sistemas podem ser considerados lineares e invariantes no tempo e então as Figs. 8a e 8b são equivalentes.

4 RESULTADOS

Esta seção é dividida em três partes. Inicialmente serão abordados alguns aspectos observados que se relacionam com ambos experimentos realizados, um utilizando o circuito com diodos e outro com transistores. A identificação do atraso no caminho secundário, o projeto do filtro e seus elementos, como o passo de adaptação e a planta do sistema a ser identificado, não foram alterados entre um experimento e outro. Assim, não há necessidade de tratá-los separadamente para cada teste.

Os resultados em si, serão apresentados de forma independente, mas na discussão dos mesmos, serão observadas as suas relações.

4.1 Configuração do Filtro Adaptativo

De forma a implementar o sistema apresentado na Fig. 8a foi realizado o processo de identificação do caminho secundário relativo aos canais de entrada e saída da placa de aquisição. Foi utilizado o algoritmo LMS com um total de 300 coeficientes e um passo de adaptação $\mu=0,001$. A Fig.9 apresenta o diagrama em blocos do experimento e na Fig. 10 pode ser observada a estimação da resposta ao impulso deste sistema (\hat{S}).

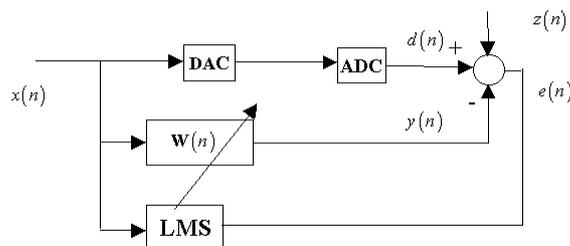


Fig.9: Diagrama em blocos do processo de estimação do canal entrada/saída da placa de desenvolvimento.

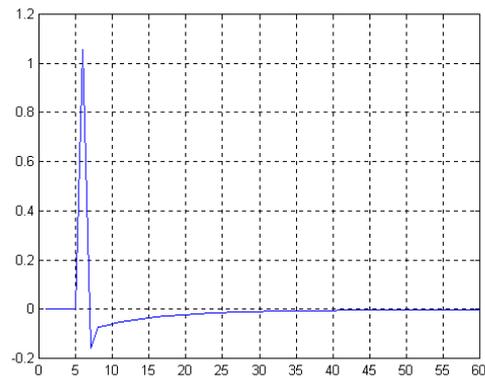


Fig.10: Estimativa da resposta ao impulso do canal de entrada/saída da placa de desenvolvimento.

De posse de uma estimativa do sistema S , implementou-se o diagrama mostrado na Fig.8a. Diversos experimentos foram realizados para cada conjunto de parâmetros, de forma a obter, por promediação, uma estimativa do erro médio quadrático ao longo do tempo. Em todas as implementações foi utilizada a mesma planta (Fig.11), o passo de aprendizagem foi igual a 0,05 e foram utilizadas 5000 iterações. Para visualização dos resultados foi utilizado o programa MatLab.

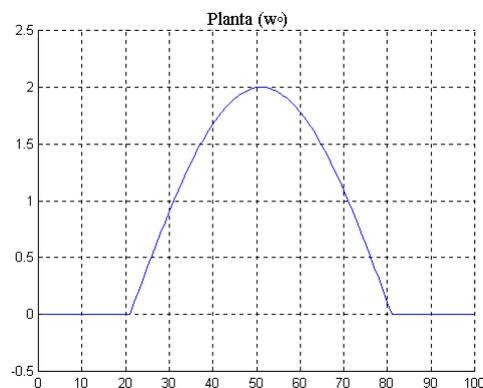


Fig.11: Planta (w^0)

4.2 Circuito com Diodos

A característica não-linear foi variada através da inclusão de novos diodos em série no sistema representado na Fig.5. A influência dos mesmos sobre um sinal senoidal de 100Hz pode ser observada na Fig.12.

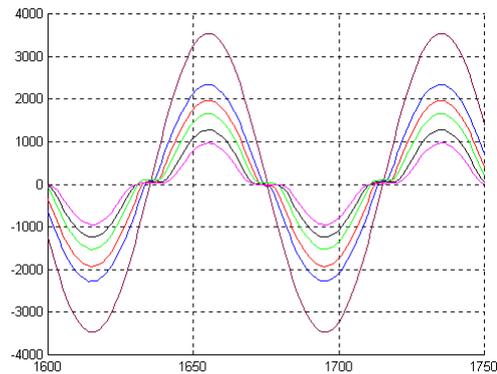


Fig.12: Sinal adquirido pela placa de aquisição com o sistema apresentado na Fig.5 entre os canais DA e AD quando é gerado pela própria placa um sinal senoidal de frequência de 100Hz. Em marrom o circuito da Fig.5 não apresenta nenhum diodo, em azul 1 diodo, em vermelho 2 diodos, em verde 3 diodos, em preto 4 diodos e em magenta 5 diodos.

Como resultados foram gerados gráficos e tabelas do erro médio quadrático ao longo e após a convergência do algoritmo. Na Fig.13 é apresentada a evolução do erro médio quadrático para diferentes graus de não-linearidade do sistema (número de diodos). Estes sinais foram obtidos através de 10 realizações e em seqüência processados por um filtro passa-baixas, tipo média-móvel, de 100 coeficientes idênticos e norma unitária, de forma a alisar as curvas obtidas. Os resultados são apresentados sob a forma normalizada, onde 0 dB corresponde à situação de inexistência de tentativa de cancelamento (filtro adaptativo desativado).

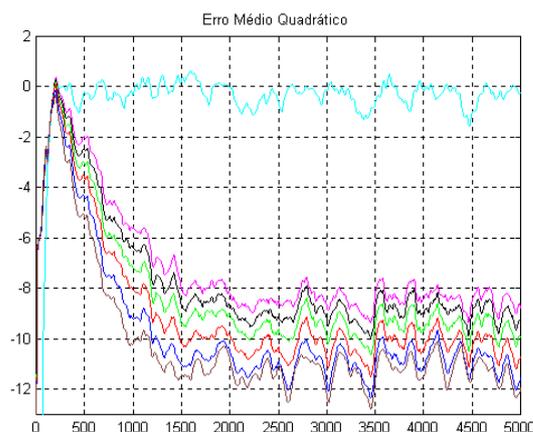


Fig.13: Erro médio quadrático em decibéis. Em marrom é representado o resultado relativo à inexistência de diodos, em azul um diodo, em vermelho 2 diodos, em verde 3 diodos, em preto 4 diodos e em magenta 5 diodos. A curva em azul claro representa o filtro adaptativo desligado.

A Tabela 1 apresenta o erro médio quadrático em regime permanente para cada um dos experimentos apresentados na Fig.13. Para tanto, foram calculadas as médias das últimas 1000 amostras. Na tabela, comparamos estes resultados experimentais com os resultados teóricos esperados preditos pela equação (18) de [1]. Ambos se encontram normalizados. O parâmetro τ é o limiar da zona morta, correspondendo ao número de diodos em série multiplicado pela tensão de condução (0,7V).

Tabela 1: Erro médio quadrático em regime permanente. Comparação entre valores experimentais e teóricos. Parâmetros teóricos: $\mathbf{w}^{0T}\mathbf{R}\mathbf{w}^0=44$, $\eta^2=129,76$ (1 diodo), $\eta^2=32,44$ (2 diodos), $\eta^2=14,42$ (3 diodos), $\eta^2=8,11$ (4 diodos), $\eta^2=5,19$ (5 diodos).

| $E\{e^2(n)\}$ para $n \rightarrow \infty$ | | |
|---|--------------|-------------------|
| Situação de teste | Teórico (dB) | Experimental (dB) |
| Filtro desativado (Azul claro) | 0 | -0,09 |
| 5 diodos ($\tau = 3,5$) (Magenta) | -9,00 | -8,15 |
| 4 diodos ($\tau = 2,8$) (Preto) | -9,43 | -8,62 |
| 3 diodos ($\tau = 2,1$) (Verde) | -9,89 | -9,19 |
| 2 diodos ($\tau = 1,4$) (Vermelho) | -10,36 | -9,95 |
| 1 diodo ($\tau = 0,7$) (Azul) | -10,76 | -10,65 |
| Linear ($\tau = 0$) (Marrom) | -10,95 | -11,04 |

4.3 Circuito com Transistores

Os mesmos procedimentos na obtenção dos resultados do circuito com diodos foram utilizados para a aquisição dos dados no circuito com transistores, inclusive o tipo de filtro utilizado no alisamento das curvas para a visualização dos gráficos. No entanto, os parâmetros de zona-morta foram modificados, assim como outros elementos não discutidos neste trabalho, por falta de espaço, como a matriz de autocorrelação de entrada, que possui papel preponderante nos resultados.

Entretanto, convém comparar os erros dentro de cada sistema utilizado, levando em conta apenas as suas características. Deste modo, diferentes parâmetros de zona-morta (τ) entre os dois circuitos poderiam levar a um mesmo erro quadrático médio, devido às próprias diferenças entre os circuitos, como os ganhos de tensão dados pelos amplificadores operacionais. Este trabalho limita-se a demonstrar a relação da não-linearidade pela zona-morta com o erro médio quadrático em cada situação. Para maiores informações, será necessária a leitura do artigo [1].

Alterando-se o resistor R_{pol} (Fig.6) para determinados valores de resistências, muda-se a faixa de zona-morta, como pode ser visto na Fig.14 e na Tabela 2. Estes valores de resistores serão utilizados nos testes práticos. A Fig.14, como a sua análoga no circuito com diodos (Fig.12), foi obtida utilizando-se o mesmo tipo de sinal e possui a função de ajudar na compreensão sobre o comportamento da zona-morta.

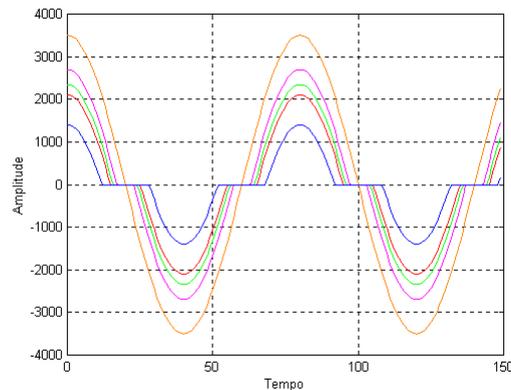


Fig.14: Sinal adquirido pela placa de aquisição com o sistema apresentado na Fig.6 entre os canais DA e AD quando é gerado pela própria placa um sinal senoidal de frequência de 100Hz. Na cor laranja o circuito da Fig.6 não apresenta zona-morta, em magenta R_{pol} é de 560 Ω , em verde 390 Ω , em vermelho 330 Ω , em azul R_{pol} é igual a 220 Ω .

Tabela 2: Relação entre o resistor de polarização dos transistores R_{pol} com o parâmetro de zona-morta τ .

| R_{pol} | τ |
|-----------------------------|--------------------------|
| 560 Ω (Magenta) | 0,23 |
| 390 Ω (Verde) | 0,33 |
| 330 Ω (vermelho) | 0,4 |
| 220 Ω (Azul) | 0,6 |

A Fig. 15 apresenta os resultados do erro médio quadrático para o circuito transistorizado a partir da mesma metodologia utilizada para a obtenção da Fig. 13. A curva na cor preta representa o erro médio quadrático (EMQ) do sistema com o filtro adaptativo desativado, enquanto a curva laranja traz o EMQ do sistema sem a presença de zona-morta. Vale destacar novamente que não se deve comparar os erros demonstrados na figura a seguir com aqueles pertinentes à Fig. 13, pois ambos foram obtidos em condições diferenciadas. Os

resultados são apresentados sob a forma normalizada, onde 0 dB corresponde à situação de inexistência de tentativa de cancelamento (filtro adaptativo desativado).

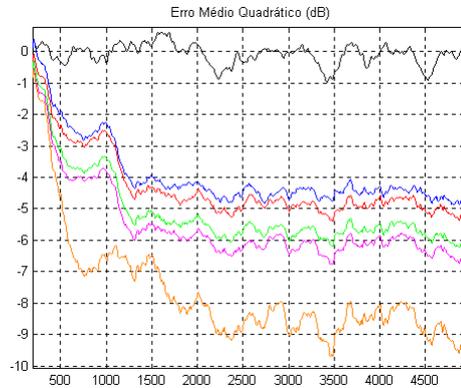


Fig.15: Erro médio quadrático em decibéis. Na cor laranja o circuito da Fig.6 não apresenta zona-morta, em azul R_{pol} é igual a 220Ω , em vermelho 330Ω , em verde 390Ω e em magenta R_{pol} é de 560Ω . Todas estão normalizada em relação à curva de cor preta, que representa o filtro adaptativo desativado.

Os modelos teóricos para comparação foram obtidos através das equações recursivas apresentadas em [1]. A figura Fig.16 apresenta a comparação entre resultados experimentais e analíticos.

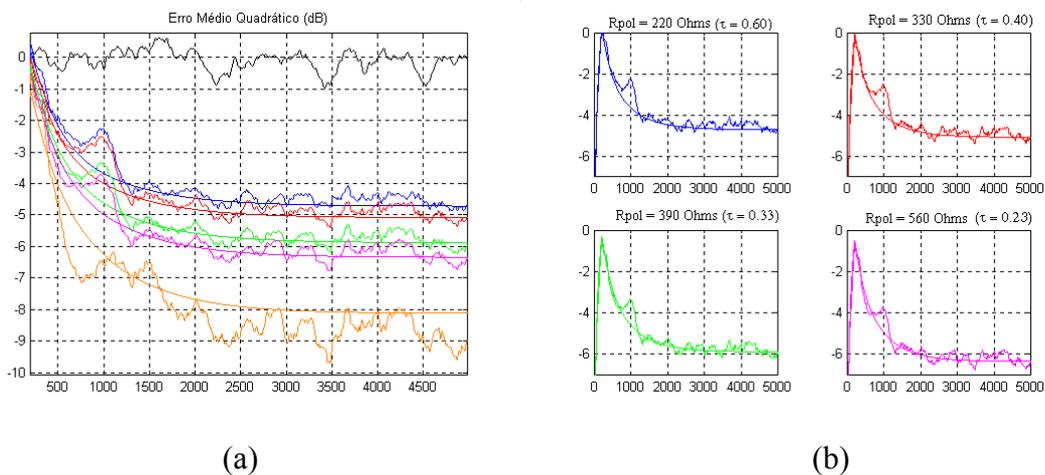


Fig.16: Erro médio quadrático em decibéis.(a) Todas as curvas na mesma figura. (b) Curvas de EMQ para determinados valores de R_{pol} . Em laranja o circuito da Fig.6 não apresenta zona-morta, em azul R_{pol} é igual a 220Ω , em vermelho 330Ω , em verde 390Ω e em magenta R_{pol} é de 560Ω . As curvas estão normalizadas em relação à curva de cor preta, que representa o filtro adaptativo desativado.

A comparação numérica dos erros médios quadráticos em regime permanente pode ser vista na Tabela 3.

Tabela 3: Erro médio quadrático em regime permanente. Comparação entre valores experimentais e teóricos.

| Situação de teste | Teórico (dB) | Experimental (dB) |
|----------------------------------|--------------|-------------------|
| Filtro Desativado (Preto) | 0 | 0,23 |
| Rpol = 220Ω (t = 0,6) (Azul) | -4,72 | -4,33 |
| Rpol = 330Ω (t = 0,4) (Vermelho) | -5,08 | -4,63 |
| Rpol = 390Ω (t = 0,33) (Verde) | -5,88 | -5,48 |
| Rpol = 560Ω (t = 0,23) (Magenta) | -6,34 | -5,86 |
| Filtro Linear (t = 0) (Laranja) | -8,11 | -8,06 |

5 DISCUSSÃO

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 C e em Matlab. Entre as funções desses programas, pode-se citar a implementação do algoritmo LMS no processador ADSP 21061 e a visualização dos gráficos presentes neste relatório. Foram desenvolvidos também dois circuitos simples e práticos de geração de zona-morta, simulando ambientes reais de aplicação da filtragem adaptativa.

A maior dificuldade encontrada para a realização deste trabalho é explicada na Seção 3.4. Para se propor um sistema de filtragem adaptativa que compensasse o atraso no caminho secundário foi necessário um tempo considerável. Além disso, para a obtenção de resultados precisos para a comparação com os modelos teóricos, foram necessários diversos ajustes no sistema, de modo a diminuir os impactos causados por elementos indesejados, como ruídos, etc.

Observa-se nos resultados apresentados uma estreita semelhança entre o processo de adaptação do sistema experimental com o modelo teórico. Os desvios de medida correspondem à influência de dados incertos, como ruídos aditivos no canal de entrada e saída da placa e mesmo nos circuitos montados na bancada.

Os resultados obtidos na Seção 7 permitem a verificação experimental da relação entre o erro médio quadrático e o grau de não-linearidade (η^2) do sistema adaptativo. Como principal conclusão verificamos a validade de alguns dos temas abordados no artigo [1].

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] COSTA, Márcio Holsbach; BERMUDEZ, José Carlos Moreira. **Análise do algoritmo LMS sujeito a uma não-linearidade do Tipo Zona-Morta no Caminho Secundário.** SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES - SBT2003, XX, 2003, Rio de Janeiro. 2003. p.1-6
- [2] WIDROW, Bernard; STEARNS, Samuel. *Adaptative Signal Processing.* New Jerse: Prentice Hall, 1985. p. 3-114.
- [3] LAPSLEY, Phillip D.. *DSP processor fundamentals : architectures and features.* New York: IEEE, 1997. p. 1-77.
- [4] Ez-Kit Lite *ADSP 2106x Sharc*: Reference Manual, Analog Devices, 1997.
- [5] *ADSP 2106x Sharc User's Manual*, second edition, Analog Devices, 1996.
- [6] AD1847, Serial-Port 16 bit Soundport Stereo Codec, Analog Devices, 1996.
- [7] MARQUES, Jefferson Luiz Brum; BRAZ, G.P.. **EEL 7300 – Eletronica Aplicada.** UFSC-EEL-IEB. p. 19.
- [8] CIPPELI, Antonio Marco Vicari; SANDRINI, Waldir João. **Teoria e Desenvolvimento de Projetos e Circuitos Eletrônicos.** 14 edição. Editora Érica. 1994.

Florianópolis, 31 de Agosto de 2006.

Leandro Ronchini Ximenes

Márcio Holsbach Costa
(orientador)