



**UNIVERSIDADE CATÓLICA DE PELOTAS
ESCOLA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA/ELETRÔNICA**



**DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE SISTEMAS DE
FILTRAGEM ADAPTATIVA EM APLICAÇÕES DE
CONTROLE ATIVO DE RUÍDO ACÚSTICO**

RELATÓRIO FINALDE BOLSISTA

Período: 2002

**Aluno: Fábio Pires Itturriet
Orientador: Márcio Holsbach Costa**

SUMÁRIO

1. Dados de Identificação	3
1.1 Nome da Universidade.....	3
1.2 Escola / Curso	3
1.3 Título.....	3
1.4 Período das Atividades	3
1.5 Número do Processo	3
1.6 Nome do Bolsista.....	3
1.7 Nome do Orientador	3
2. Introdução	4
2.1 Objetivo	4
2.2 Justificativa	4
3. Fundamentos Teóricos	5
3.1 Controle Ativo de Ruído.....	5
3.1.1 Aplicações.....	6
3.1.2 Tipos de Sistemas.....	6
3.2 Alto-Falantes.....	7
3.2.1 Potência e Temperatura.....	7
3.2.2 Thiele-Small e Impedância	8
3.2.3 Comportamento Estático do Cone	11
3.3 Processador Digital de Sinais ADSP 21061	12
3.4 Placa de Aquisição Ez-Kit Lite.....	13
3.4.1 Características	13
3.4.2 Aquisição de Dados	13
3.5 Microfones	14
3.5.1 Microfone de Carvão	14
3.5.2 Microfone de Bobina Móvel e Fita Metálica	14
3.5.3 Microfone de Cristal	15
3.5.4 Microfone Eletrostático.....	15
3.5.5 Microfone de Eletreto	15
3.6 Amplificador Operacional	18
3.6.1 Simbologia	18
3.6.2 Um pouco da História dos Amplificadores Operacionais.....	19

3.6.3 Características Ideais.....	19
3.6.4 Impedâncias de Entrada e Saída.....	19
3.6.5 Ganho de Tensão.....	21
3.6.6 Resposta em Frequência.....	21
3.6.7 Sensibilidade à Temperatura.....	21
3.6.8 Modos de Operação.....	22
3.6.9 Circuitos Básicos.....	23
3.7 Amplificadores de Potência.....	25
3.7.1 Classificação dos Estágios de Saída.....	26
3.8 Filtros Adaptativos.....	27
3.8.1 Filtragem de Sinais.....	27
3.8.2 Filtragem Seletiva em Frequência.....	28
3.8.3 Filtros Adaptativos.....	29
3.8.4 Algoritmo LMS.....	36
3.8.5 Algoritmo NLMS.....	37
3.8.6 Desempenho dos Filtros Adaptativos.....	37
4. Metodologia.....	38
4.1 Diagrama em Blocos do Sistema.....	38
4.2 Sistema de Pré-Amplificação dos Microfones de Aquisição.....	39
4.3 Pré-Amplificação para o Alto-Falante.....	39
4.4 Amplificador de Potência e Alto-Falantes.....	41
4.5 Controlador Adaptativo.....	41
4.6 Programação da Placa Ez-Kit Lite.....	41
4.7 O Sistema Implementado.....	41
5. Resultados.....	43
5.1 Teste 1.....	43
5.2 Teste 2.....	44
5.3 Teste 3.....	44
5.4 Teste 4.....	45
6. Discussão e Conclusão.....	46
7. Propostas para Continuação do Trabalho.....	46
8. Bibliografia.....	47

DADOS DE IDENTIFICAÇÃO

1.1 Nome da Universidade: Universidade Católica de Pelotas

1.2 Escola / Curso: Curso de Engenharia Elétrica – Escola de Engenharia e Arquitetura

1.3 Título: Desenvolvimento e Análise de Sistemas de Filtragem Adaptativa em Aplicações de Controle Ativo de Ruído Acústico

1.4 Período das atividades: abril de 2002 à fevereiro de 2003

1.5 Número do Processo: 01504496 – BIC - FAPERGS

1.6 Nome do bolsista: Fábio Pires Itturiet

1.7 Nome do orientador: Márcio Holsbach Costa

Pelotas, 20 de abril de 2003.

Fábio Pires Itturiet
(bolsista)

Márcio Holsbach Costa
(orientador)

INTRODUÇÃO

Este relatório apresenta os resultados finais do desenvolvimento de um sistema de controle ativo de ruído acústico (ANC – *active noise control*). A técnica de ANC possui várias aplicações, como por exemplo em plantas industriais e equipamentos aeronáuticos. Seu objetivo é a diminuição dos níveis de ruído acústico e/ou vibrações.

Os tópicos aqui abordados foram resultado de trabalho individual e em conjunto com o também aluno de iniciação científica Márcio da Silva Goulart.

2.1 Objetivo

O objetivo deste trabalho é o estudo e a implementação de hardware para a montagem de um sistema de cancelamento de ruído acústico.

2.2 Justificativa

Este trabalho justifica-se pelas necessidades do mercado, o qual cada vez mais precisa do avanço da tecnologia, e principalmente pela sua ampla área de aplicação, como em cancelamento de ruído de surdinas de carros, ar-condicionado, motores, transformadores, etc.

FUNDAMENTOS TEÓRICOS

3.1 Controle Ativo de Ruído Acústico

O controle ativo de ruído acústico pode ser descrito como sendo o cancelamento das ondas sonoras em uma determinada região do espaço, através da aplicação de um campo acústico artificial idêntico, porém de fase inversa. Como consequência ocorre a diminuição ou cancelamento dos níveis sonoros [1,2,3].

Esta técnica começou a ser pesquisada na década de 30, porém somente na década de 50 uma maior atenção foi dada ao assunto. Nos dias de hoje, com o avanço das tecnologias e as exigências do mercado foram desenvolvidos sistemas dedicados ao processamento de sinais, os denominados DSPs, com isso o controle de ruído acústico tem sido cada vez mais explorado [1].

A técnica de ANC pode ser entendida através de dois mecanismos físicos, os quais são: a interferência destrutiva e a variação da impedância de acoplamento. O cancelamento das ondas não é trivial e depende tanto da posição espacial como do instante de tempo.

De forma prática, o controle acústico de som é realizado através de sistemas eletroacústicos. Com uma explicação mais simples, um sistema de controle aciona um alto-falante, o qual aplica uma imagem espelhada idêntica à do ambiente, porém inversa em amplitude. Esta imagem é criada a partir do momento em que os microfones fazem a amostragem do ruído. Na realidade, esta tarefa tem de ser bem mais incrementada, com a ajuda indispensável do computador, com isso, na maioria das vezes não há o cancelamento completo do ruído. Dessa forma, existem dois tipos básicos de controle ativo de ruído: cancelamento ativo de ruído (*active noise cancelation* - ANC) e controle ativo acústico-estrutural (*active structural-acoustic control* - ASAC). No ANC os atuadores são fontes acústicas (alto-falantes) que produzem um sinal inverso ao do ambiente, como já explicado. No segundo item – ASAC - os atuadores são fontes de vibração que modificam o modo de vibrar de uma estrutura [1,2].

O controle ativo de ruído apresenta um melhor desempenho em sons que possuem um comportamento espacial simples. Um exemplo seria o de ondas sonoras de baixa frequência propagando-se dentro de um duto, um problema unidimensional. O controle completo de sons ainda não foi alcançado nos dias de hoje, porém as técnicas atuais são muito interessantes e eficientes para a execução do controle de ruído em ambientes fechados, tais como em cabines de aeronaves e de veículos, e em dutos onde fluem gases [1,2,3].

Um dos problemas mais significativos da redução de ruído em locais específicos é a amplificação do ruído nas imediações do local em questão, pois os sistemas de controle tendem a reduzir o ruído em um determinado local e não de uma forma global. Geralmente, a redução global é obtida apenas para campos sonoros simples, onde o mecanismo primário é o acoplamento de impedâncias.

3.1.1 Aplicações

As aplicações desta técnica são várias, entre estas podemos citar:

- duetos de ventilação;
- sistemas de ar-condicionado;
- eletrodomésticos (aspiradores, máquina de lavar, refrigeradores);
- sistemas automotivos;
- ambientes industriais.

3.1.2 Tipos de Sistemas

Os sistemas de controle acústico de ruído podem ser classificados de duas formas principais, relacionadas à forma de construção e objetivos a que se propõem [1,3]:

- sistemas não-realimentado de banda larga;
- sistemas não-realimentados de banda estreita.

Apresenta-se a seguir um pequeno resumo sobre cada um dos mesmos, assim como seus diagramas em blocos:

• Sistemas Não-Realimentados de Banda Larga

A figura 1 apresenta o diagrama simplificado de um cancelador não-realimentado de banda-larga. O ruído de entrada é amostrado por um microfone, o qual produzirá um sinal elétrico de referência denominado $x(n)$. Com isso o controlador produz um sinal elétrico que aciona um alto-falante que vai produzir o cancelamento do sinal acústico indesejável com outro sinal idêntico, porém de fase inversa. O controlador terá uma resposta ajustada a partir de $x(n)$ e do sinal de erro $e(n)$ (captado pelo microfone de erro) de modo a aumentar a eficiência do cancelamento.

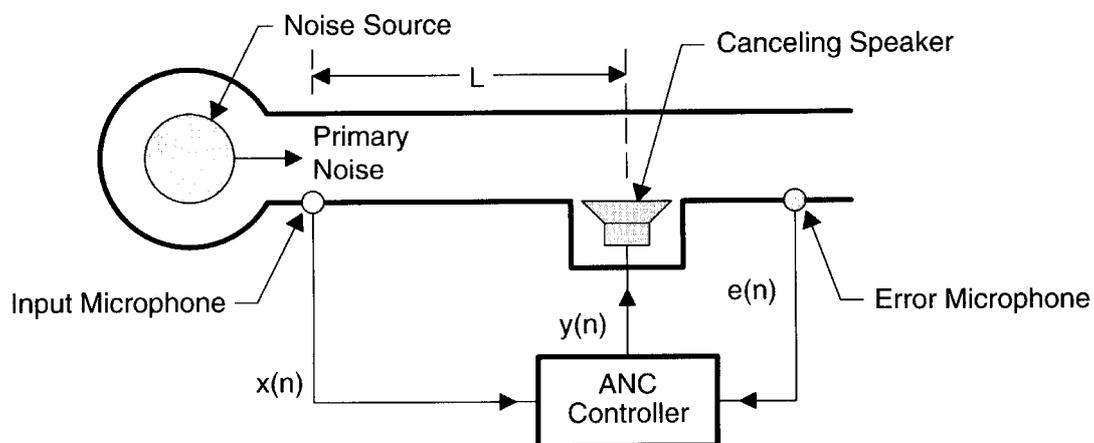


Figura 1. Sistema não-realimentado de banda larga.

• Sistemas Não-Realimentados de Banda Estreita

Em aplicações onde a fonte de ruído é periódica (ou quase periódica) e é produzida por uma máquina rotativa, o microfone de entrada pode ser substituído por sensores não-acústicos como tacômetros, acelerômetros ou sensores ópticos. Na figura 2 pode ser visualizado este tipo de implementação, na qual o sensor não acústico fornece um sinal sincronizado com o ruído, permitindo o conhecimento das frequências que o formam. Com isso, o sinal de erro permite a adaptação do sistema.

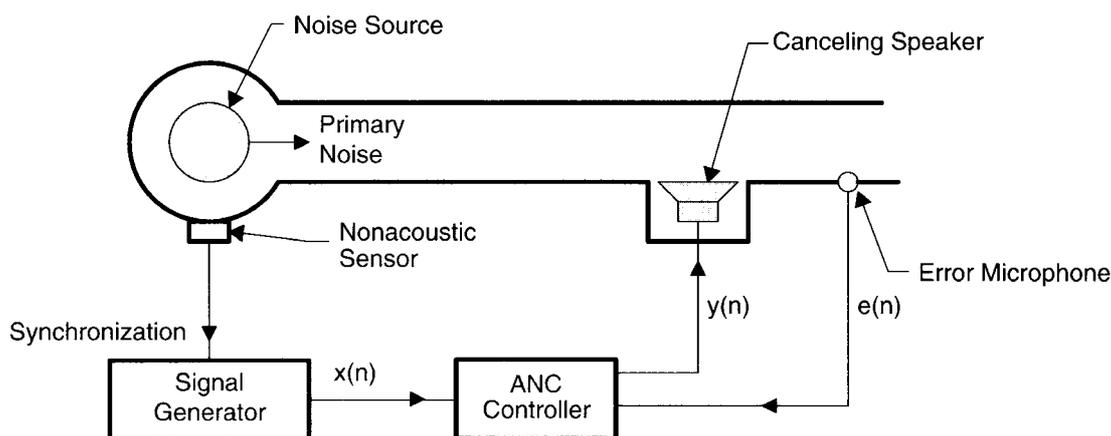


Figura 2. Sistema não-realimentados de banda-estreita

3.2 Alto-Falantes

Os primeiros alto-falantes surgiram entre 1924 e 1925, como equipamento capaz de ampliar o som produzido pelos fonógrafos elétricos primitivos. Os diminutos movimentos comunicados a agulha, quando de sua passagem pelo sulco do disco, eram transformados em sinais elétricos que precisavam ser reconvertidos em vibrações mecânicas. E essa função não podia ser exercida pelas cornetas acústicas dos fonógrafos mecânicos. Surgiu assim, o alto-falante de bobina móvel, desenvolvido pelos norte-americanos. A simplicidade de sua construção e a boa qualidade de reprodução sonora possibilitadas pelo novo dispositivo fizeram com que ele permanecesse praticamente inalterado até hoje [4].

O comportamento dos alto-falantes é regido por uma série de fatores, entre eles: temperatura e potência, parâmetros Thiele-small, impedância e comportamento estático do cone. A seguir é apresentada uma breve descrição sobre cada um destes.

3.2.1 Potência e Temperatura

Quando é aplicada alta potência em um alto-falante, mesmo respeitando os valores máximos existentes no catálogo do produto, pode-se estar levando o alto-falante a sofrer dano irreversível por excesso de temperatura. Isto pode ocorrer, por exemplo, devido a um sinal com pouca dinâmica (pequena diferença entre a potência média e a potência de pico) ou motivado por uma temperatura ambiente muito elevada. No que se

refere ao segundo caso, isto pode perfeitamente acontecer no Brasil, pois a temperatura do ar, dentro de uma caixa acústica, exposta ao sol, não raramente atinge valores entre 60 e 80 °C (e isto com o sistema ainda desligado).

Por esta razão, a aplicação de um nível de potência, perfeitamente admissível em uma temperatura ambiente de 20°C, pode ser catastrófico na situação acima descrita, pois os adesivos utilizados para fixar as partes integrantes do conjunto móvel (bobina, cone, aranha, suspensão) sofrem enormemente com a operação em temperaturas elevadas, perdendo sua rigidez.

Na realidade, para uma operação segura sob o ponto de vista térmico, o dado potência máxima pode significar muito pouco, pois o fator dominante é a temperatura atingida pela bobina durante o funcionamento do falante.

Confinado em uma câmara com temperatura elevada, o alto-falante suportará muito menos potência que a especificada pelo fabricante [4].

3.2.2 Thiele-Small e Impedância

O modelo proposto por Neville Thiele e ampliado por Richard H. Small, e outros pesquisadores, para representar o alto-falante na região de frequências baixas, baseado no sistema de analogias eletro-mecano-acústicas, foi concebido para pequenos sinais, ou seja, a tensão aplicada na bobina do falante é pequena o suficiente para que a potência dissipada nela e o deslocamento do cone sejam mínimos, garantindo assim um comportamento o mais linear possível.

Os chamados parâmetros de Thiele-Small, utilizados para caracterizar e prever o comportamento do alto-falante são medidos nas condições acima, com a aplicação de tensões iguais ou menores que 1 Volt ou, no caso da utilização de fontes de corrente, são escolhidos valores geralmente compreendidos entre 10 e 50mA.

Estes parâmetros são de essencial importância para o projetista, pois com eles será devidamente levantado o desempenho do sistema reproduzidor para pequenos e grandes sinais.

Com a utilização generalizada do modelo originalmente proposto (Fig. 3) foi percebido, ao longo do tempo, a necessidade da representação de comportamentos não-lineares que se evidenciavam mesmo para pequenos sinais, tais como a influência da frequência na componente resistiva da impedância da bobina bem como na própria indutância da bobina (Fig. 4).

A indutância da bobina L_e , considerada desprezível na análise de baixas frequências (fig. 5), diminui com o aumento da frequência, sendo a responsável pelo crescimento reativo da impedância da bobina em frequências médias e altas, fato que deve ser levado em conta no projeto dos transdutores e dos *crossovers* passivos.

A parte puramente resistiva da bobina do alto-falante divide-se em duas componentes: a resistência ôhmica R_E (corrente contínua) e uma outra, em série com a

primeira, denominada R_{ed} , que aumenta com a frequência, e representa as perdas devido às correntes de Eddy, induzidas na frenagem do conjunto magnético.

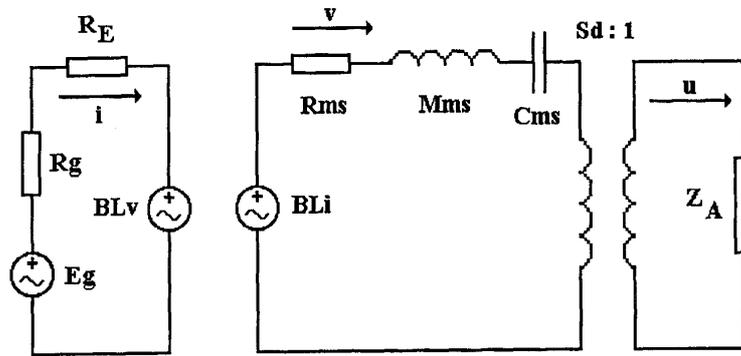


Figura 3. Modelo linear de Thiele e Small.

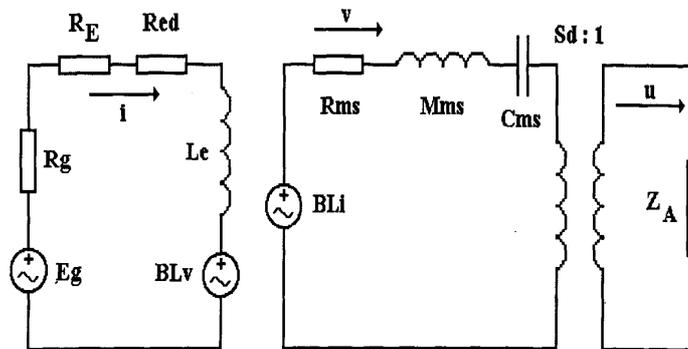


Figura 4. Modelo equivalente de Thiele e Small, não-linear, incorporando os componentes R_{ed} e L_e , que variam com a frequência.

Em experiência realizada em [4], um falante com 3,4 ohms de R_E apresentou em 7 KHz um valor de R_{ed} igual a 25 ohms, fazendo com que, nessa frequência, a componente resistiva total $R_e = R_E + R_{ed}$ fosse igual a 28,4 ohms, valor suficiente para diminuir a eficiência do falante e aumentar o problema do descasamento de impedância nos crossovers passivos (Figuras 5,6,7).

Comparando as Figs. 3 e 4 vemos que a componente R_{ed} é a responsável por ser a impedância nominal (região após o pico da impedância onde a impedância é mínima) maior que a resistência R_E .

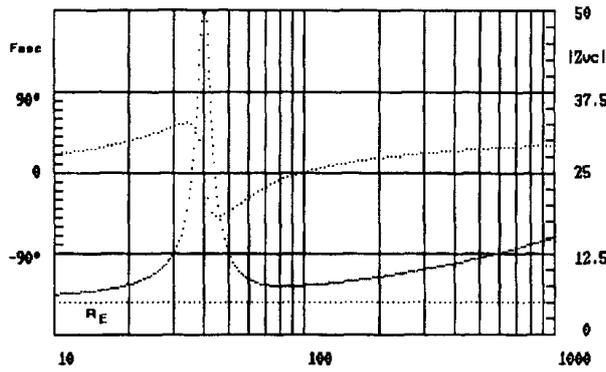


Figura 5. Curvas de módulo e fase da impedância, considerando L_e constante e desprezando R_{ed} .

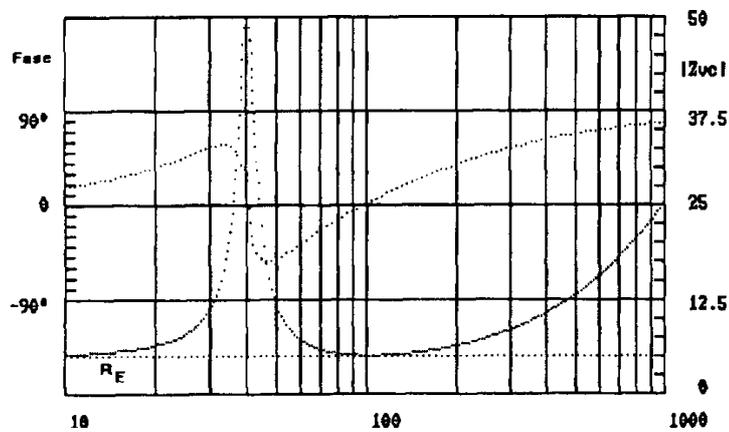


Figura 6. Curvas de módulo e fase da impedância, levando-se em conta a influência da frequência em R_{ed} e considerando L_e constante.

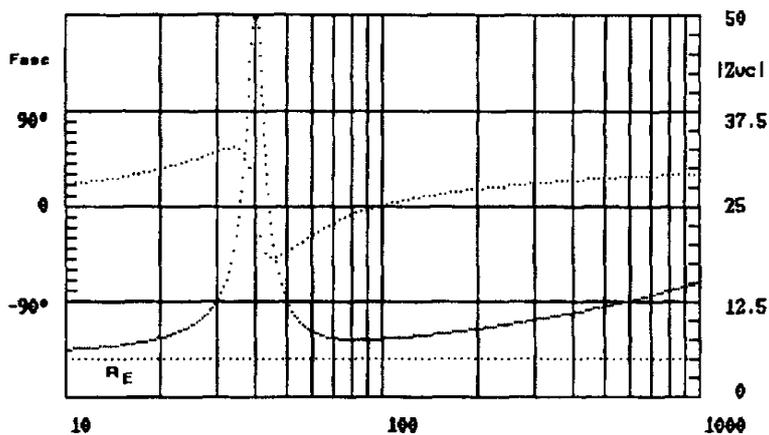


Figura 7. Curvas de módulo e fase da impedância, levando-se em conta a influência da frequência tanto em R_{ed} quanto em L_e .

3.2.3 Comportamento Estático do Cone

Quando a bobina (BL) de um alto-falante é excitada por corrente contínua, o cone se desloca apenas durante o regime transitório, permanecendo parado, em uma nova posição, enquanto a corrente na bobina não se modificar, ou seja: o cone permanece estático durante o regime permanente.

Mesmo nessa condição trivial, podemos obter informações bastante práticas, efetuando medições da tensão, da corrente na bobina e do deslocamento sofrido pelo cone.

Em regime estacionário da corrente contínua, a impedância vista para dentro dos terminais da bobina resume-se à R_e , ou seja, a resistência ôhmica em frequência zero, de modo que a corrente será dada pela equação (1),

$$I = E_g / (R_g + R_e) \quad (1)$$

onde E_g representa a tensão, nos terminais do gerador cc, à circuito aberto, sendo R_g sua resistência interna.

A corrente I , circulando na bobina, vai provocar o surgimento de uma força F , dada por (2), onde (B) é o campo magnético e (L) é o comprimento da bobina, no fim do transitório, terá sido totalmente aplicada sobre a capacitância C_{ms} , que nada mais é que o inverso da constante de mola K , lei de Hook, conforme a equação (3).

$$F = (BL) * I \quad (2)$$

$$F = (BL) * I = K * X = X / C_{ms} \quad (3)$$

Através dos circuitos análogos-elétricos das Figs. (8 e 9) pode ser constatado que a “corrente” v será nula quando o “capacitor” C_{ms} tiver se carregado com a “tensão” F , sendo X a “carga” adquirida.

Através da equação (4), pode ser facilmente relacionado o deslocamento x , experimentado pelo cone, com a corrente I , circulando pela bobina.

$$X = (BL \cdot C_{ms}) I \quad (4)$$

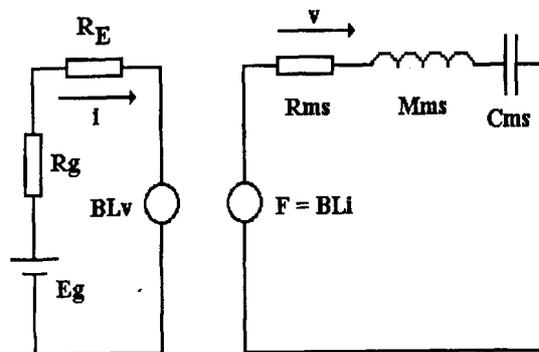


Figura 8. Circuito equivalente de um falante excitado por corrente contínua, durante o regime transitório. A impedância acústica refletida foi desprezada por ser insignificante.

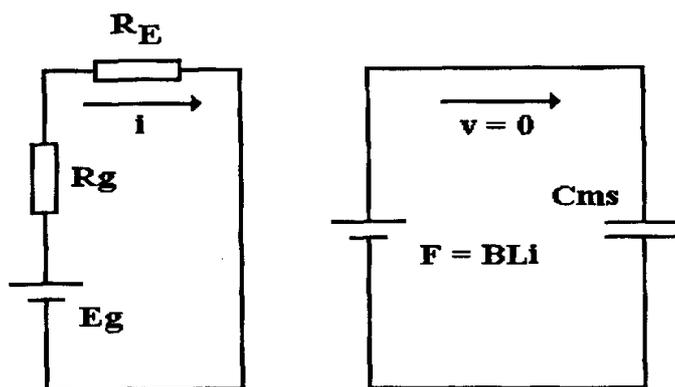


Figura 9. Circuito equivalente de um falante excitado por corrente contínua, após atingindo o regime permanente, quando a velocidade é nula e toda a força fica aplicada na compliância.

Com o auxílio de fonte de tensão contínua ajustável de 0 a 40v, com capacidade para 5 A, e um medidor de altura digital, usado em metrologia, podem ser feitas diversas medições relacionando a tensão e a corrente aplicadas na bobina e o deslocamento do cone [4].

Em uma experiência em [4], levada a efeito para caracterizar a variação da compliância mecânica C_{ms} , isoladamente do produto BL (densidade de fluxo magnético no *gap* vezes o comprimento de fio enlaçado por esse fluxo) foi lançado mão do artifício de provocar sucessivos deslocamentos do cone do alto-falante, medindo em cada um deles a frequência de ressonância.

Para deslocar sucessivamente o cone, foram encontrados, na literatura, dois procedimentos, que se caracterizam pela utilização de:

- a) Câmara pressurizada e controlada por servo-mecanismo com o alto-falante nela instalado, como em uma caixa acústica;
- b) Fonte de corrente alternada senoidal, de pequena amplitude, superposta a uma fonte de corrente contínua.

3.3 Processador Digital de Sinais ADSP-21061

O ADSP-21061 é um processador digital de sinais de 32 bits de ponto-flutuante e ciclo de instrução de 20ns operando em 40MHz. Com uma memória cache de instrução interna, o processador pode executar muitas instruções em um único ciclo. Inclui também uma memória SRAM de 1Mbit, temporizador interno e controlador DMA [5].

3.4 A Placa de Aquisição Sharc Ez-Kit Lite

A placa de aquisição de sinais Sharc Ez-Kit Lite é baseada no processador ADSP-21061. A mesma possui um Codec com um par estéreo de conversão A/D e porta serial de 16 bits. Como acompanhamento deste sistema é fornecido um *software* de compilação e depuração, manual de utilização e uma biblioteca em C para controle do sistema [6].

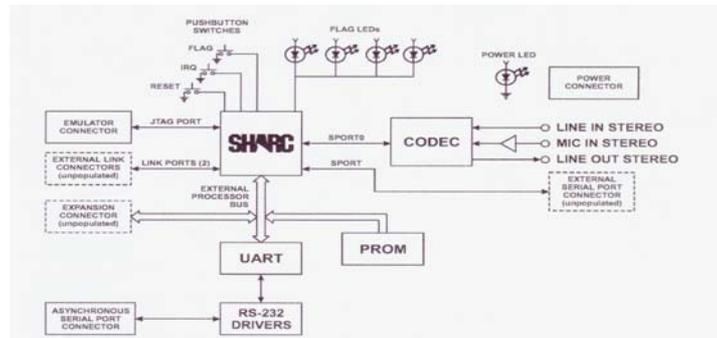


Figura 10. Diagrama em blocos da placa SHARC EZ-KIT Lite.

3.4.1 Características

- Processador ADSP21061 40 MHz de clock;
- Conversor AD1847 16-bit Stereo SoundPort Codec;
- Interface RS-232;
- EPROM;
- Push-Buttons (para flag,IRQ e RESET);
- Possui um conjunto de leds programáveis;
- Tensão de alimentação regulável;
- Possibilidade de expansão de conectores(hardware).

3.4.2 Aquisição de Dados

O AD1847 SoundPort Stereo Codec converte dados de áudio e controla todas as funções com um simples circuito integrado [7].

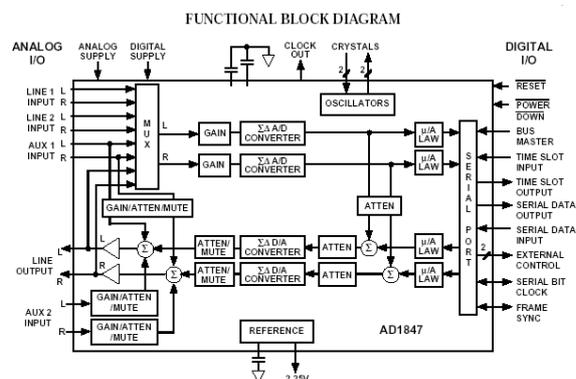


Figura 11. Diagrama em blocos do funcionamento do AD1847.

O AD 1847 possui as seguintes características:

- a) permite variar ganhos;
- b) entrada e saída analógica;
- c) conversor digital/analógico;
- d) conversor analógico/digital;
- e) atenuador com combinação digital.

3.5 Microfones

O microfone é um dispositivo eletromecânico utilizado para converter o som (energia mecânica), em energia elétrica. A capacidade de resposta de um microfone é determinada submetendo o aparelho a várias frequências de som de mesma intensidade e registrando a saída elétrica resultante. Os dois grupos de valores obtidos são indicados graficamente: a frequência e a saída elétrica relativa. Se o gráfico de resposta de frequência apresenta uma linha horizontal, isso significa que o microfone produz o mesmo sinal elétrico para todas as frequências [8].

Os microfones têm muitas aplicações, como por exemplo nos telefones, gravadores de fita, aparelhos auditivos e nas transmissões de rádio e televisão. Os modelos convencionais possuem um diafragma que vibra de acordo com as pressões exercidas pelas ondas sonoras. A conversão de energia sonora em sinal elétrico pode ser efetuada de várias maneiras, sendo mais comuns os processos empregados nos microfones de carvão, de bobina móvel, de fita metálica, de cristal, de modelos eletrostáticos e de eletretos [8].

3.5.1 Microfone de Carvão

O microfone de carvão consiste basicamente em um diafragma, uma determinada quantidade de carvão granulado e uma fonte de energia elétrica em corrente contínua. As vibrações do diafragma, provocadas pelas ondas sonoras, são transferidas aos grânulos de carvão, fazendo variar o valor médio de sua resistência elétrica. Os sinais elétricos resultantes correspondem às ondas sonoras captadas pelo diafragma. Apesar de não apresentarem alta-fidelidade, os microfones desse tipo têm custo baixo e grande durabilidade [9].

3.5.2 Microfone de Bobina Móvel e Fita Metálica

O microfone de bobina móvel funciona com base no eletromagnetismo. Uma bobina móvel, presa à face posterior do diafragma, vibra no campo magnético de um ímã permanente, conforme as pressões das ondas sonoras. Esse movimento relativo induz nos fios da bobina uma corrente variável [9].

O modelo de fita metálica funciona de maneira semelhante. Uma fita de metal, suspensa entre os pólos de um ímã permanente, funciona como diafragma (Fig.12).

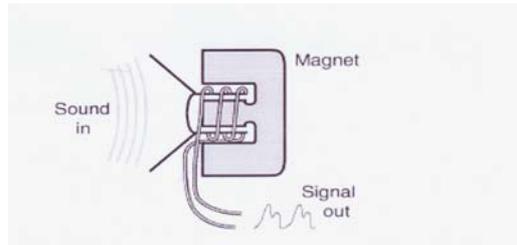


Figura 12. Microfone de bobina móvel.

3.5.3 Microfone de Cristal

O microfone de cristal utiliza o efeito piezoelétrico; quando um pedaço de sal de Rochelle é pressionado ou torcido cria-se entre duas de suas faces uma diferença de potencial. A incidência de uma pressão alternada (criada pela vibração das ondas sonoras) gera então nesse cristal uma corrente elétrica alternada, com impulsos correspondentes a essas vibrações (Fig.13).

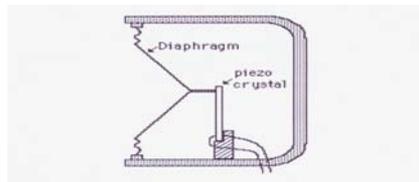


Figura 13. Microfone de cristal.

3.5.4 Microfone Eletrostático

O microfone eletrostático é na realidade um condensador composto de duas placas, uma fixa e outra móvel. Com a vibração da placa móvel (que exerce a pressão do diafragma) aumenta o valor médio da capacidade do condensador [9].

3.5.5 Microfone de Eletreto

Os microfones de eletreto são bastante populares, quer pela sua sensibilidade quer pelo seu baixo custo. Este componente eletrônico possui o princípio de funcionamento de um capacitor.

- **Os Eletretos**

A orientação dos dipolos elementares de um isolante normalmente só existe enquanto dura a ação do campo elétrico [8]. Tão logo cessa o campo elétrico o material volta à situação normal com os dipolos desorientados (Fig. 14).

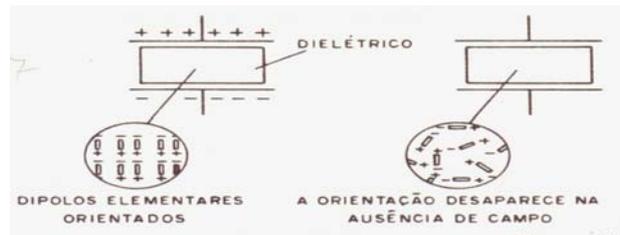


Figura 14. Orientação dos dipolos elementares de um material num campo elétrico.

Existem, entretanto, materiais que mantêm esta orientação mesmo depois que o campo que a estabeleceu desaparece [8].

Pode ser feita uma comparação com o mesmo efeito em termos de magnetismo. Do mesmo modo que existem materiais que retêm o magnetismo depois de sofrerem a ação de um campo e se tornam ímãs permanentes, existem materiais que retêm a polarização elétrica depois de sofrerem a ação de um campo elétrico. Estes materiais não se tornam ímãs, evidentemente, mas sim eletretos, como pode ser visto na figura 15.



Figura 15. Retenção da polarização elétrica pelos eletretos.

Um exemplo de eletreto natural é o cristal de quartzo. Um exemplo de eletreto artificial é a substância usada na fabricação de discos. Por causa das cargas que são armazenadas nas partículas do material é que os discos tendem a atrair tão facilmente partículas de pó [8].

No caso do cristal de quartzo a presença de cargas que podem ser orientadas permite uma série de aplicações especiais. Assim, a orientação das cargas tanto é afetada pela ação de forças mecânicas como também produz forças mecânicas quando sob a ação de campos elétricos.

Se o cristal for deformado será obtida uma tensão, e se for aplicado uma tensão será obtida uma deformação [8].

Cristais semelhantes, que manifestam esse efeito piezoelétrico, podem produzir tensões muito altas quando submetidos a esforços mecânicos. É o caso do titanato de bário usado em acendedores de fogão que podem produzir centenas de milhares de volts quando submetidos a uma pancada de certa intensidade (Figura 16).

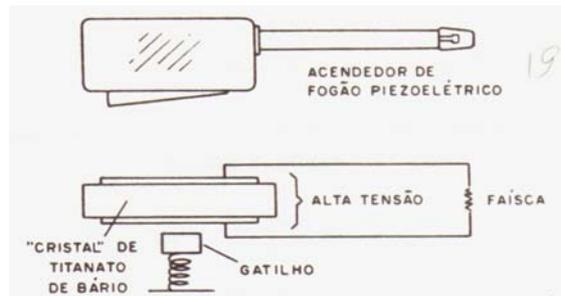


Figura 16. Efeito piezoelétrico.

- **Fabricação dos Eletretos**

Muitos plásticos podem se tornar eletretos no processo de fabricação se suas moléculas forem convenientemente orientadas [8]. Uma maneira de se conseguir isto é aplicando um forte campo elétrico no material quando ele ainda se encontrar num estado de fusão, conforme sugere a figura 17.

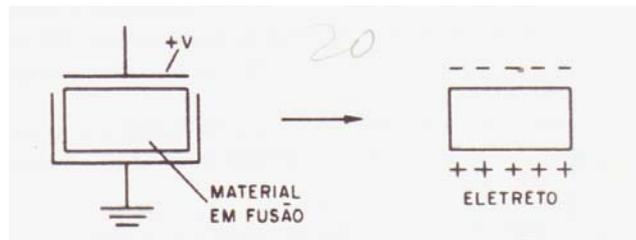


Figura 17. Orientação de moléculas de plásticos, através da fusão destes, formando eletretos.

Na eletrônica os eletretos podem ser usados, então, na construção de diversos tipos de transdutores, isso porque os dipolos elementares que os formam tem sua disposição alterada por praticamente qualquer tipo de influência externa [8].

- **Componentes com Eletreto**

Um eletreto é bastante sensível à vibrações mecânicas, como por exemplo o som. As vibrações alteram a disposição dos dipolos elementares induzindo variações de tensão nas faces do material que correspondem em forma de onda ao som incidente [8].

Ligando o eletreto a um diafragma e a entrada de um transistor de efeito de campo, as vibrações de tensão podem ser amplificadas obtendo-se um microfone de eletreto de grande sensibilidade (Figura 18, [8]).

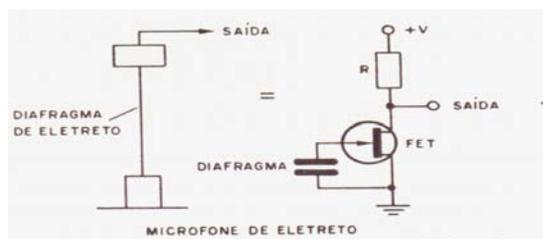


Figura 18. Microfone de eletreto.

No caso do microfone de 2 terminais, o resistor de polarização do transistor de efeito de campo é externo, enquanto que no caso dos eletretos de 3 terminais este resistor é interno, conforme mostra a figura 19 [8].

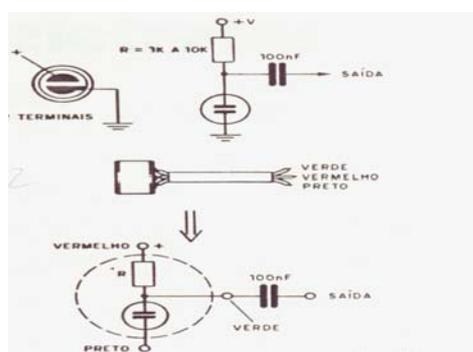


Figura 19. Microfone de 2 terminais.

Igualmente, pode ser obtido o efeito inverso: aplicando um sinal de áudio num eletreto, ele se deforma em vista da alteração de posição dos dipolos, e com isso vibra na mesma frequência. O som pode ser reproduzido com fidelidade.

Outra aplicação muito importante vem do fato de que a variação de temperatura entre as faces do material usado como eletreto também altera a disposição dos dipolos elementares e, com isso, a tensão existente entre as faces. O dispositivo é de altíssima impedância, de modo que só mesmo circuitos sensíveis podem detectar estas tensões. Com isso basta dizer que pode ser obtido um transdutor tão sensível que é capaz de detectar com facilidade o calor irradiador por sua mão a uma distância de 1 metro. Este efeito é denominado piroelétrico e permite a construção de instrumentos ultra-sensíveis para a medida da temperatura [9].

3.6 Amplificador Operacional

O amplificador Operacional (AOP) é um amplificador multi-estágio, com entrada diferencial, cujas características se aproximam, de um amplificador ideal.

3.6.1 Simbologia

A figura 20 apresenta o símbolo do amplificador operacional.

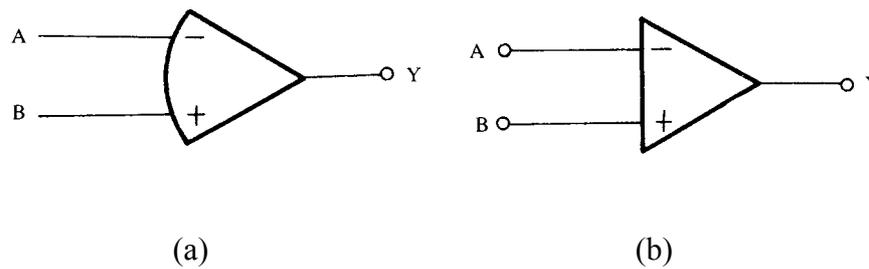


Figura 20. Símbolo do Amplificador Operacional.

onde:

- A: entrada Inversora
- B: entrada não-inversora
- Y: saída

O símbolo da figura 20a é o mais usual e será utilizado neste trabalho [10].

3.6.2 Um pouco da história dos Amplificadores Operacionais

Os amplificadores operacionais foram desenvolvidos na década de 40 e eram construídos com válvulas. Só que apenas no final da década de 40 com o advento do transistor foi possível a construção de AOPs com características razoáveis. Porém, em 1963, surgiu o primeiro AOP monolítico (circuito integrado) lançado pela Fairchild (USA): uA702. Este AOP apresentava uma série de problemas, tais como: baixa resistência de entrada, baixo ganho, alta sensibilidade a ruídos, necessidade de alimentação positiva e negativa de valores diferentes (por exemplo: -6V e +12V) etc. O primeiro AOP realmente “confiável” foi o uA709, foi lançado pela Fairchild em 1965. A seguir a mesma equipe da Fairchild lançou o famoso uA741, em 1968. Até hoje estes dois AOPs ocupam posição de destaque. Evidentemente existem hoje diversos AOPs com características superiores às do 709 ou 741.

3.6.3 Características Ideais

As características ideais de um AOP são, entre outras:

- a) resistência de entrada infinita;
- b) resistência de saída nula;
- c) ganho de tensão infinito;
- d) resposta de frequência infinita;
- e) insensibilidade à temperatura (drift nulo).

3.6.4 Impedâncias de Entrada e Saída

Consideremos o circuito dado na figura 21 Este circuito representa o modelo de uma fonte alimentando um amplificador, o qual, por sua vez, alimenta outro

amplificador e por fim alimenta uma carga.

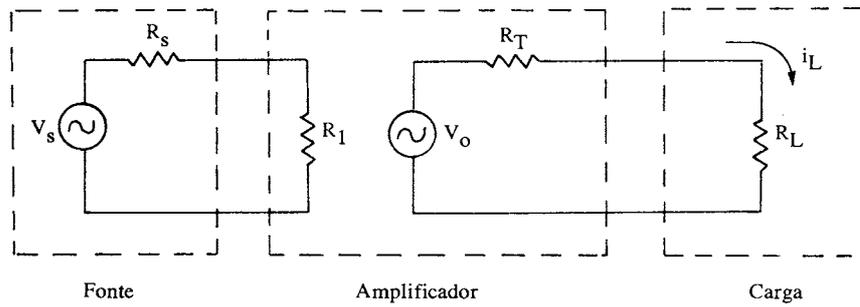


Figura 21. Modelo de uma fonte alimentando um amplificador.

O gráfico da figura 22 mostra as variações de corrente, tensão e potência presentes na carga R_L do circuito anterior. O ponto A é o ponto onde se tem a máxima transferência de potência entre o amplificador e a carga. Veremos, porém, que esta situação não é a que mais interessa nos circuitos com AOPs [10].

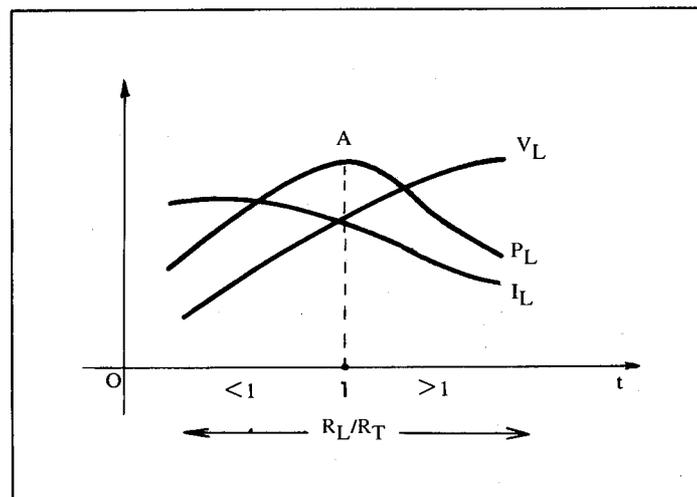


Figura 22. Variações de corrente, tensão e potência presentes na carga R_L do circuito da figura 21.

Do circuito da figura 21, podemos obter a seguinte equação:

$$V_{R1} = V_s \cdot R_1 / (R_1 + R_s) \quad (5)$$

Se na equação anterior estipularmos uma certa porcentagem de tensão sobre R_1 , poderemos estabelecer uma relação entre R_1 e R_s . Assim, por exemplo:

$$\text{se } V_{R1} = 90\% V_s$$

temos: $R1 = 9R_s$

se, por outro lado,
 $V_{R1} = 99\% V_s$
temos: $R1 = 99R_s$

Analisando a equação (5), podemos concluir o seguinte:

$$R1 \rightarrow \infty \Rightarrow V_{R1} = V_s \quad (6)$$

Ou seja: quanto maior $R1$ em relação a R_s , maior será a proporção de V_s aplicada sobre $R1$. Assim sendo, para minimizar a atenuação do sinal aplicado na entrada do amplificador, é necessário que a resistência de entrada do mesmo seja muito alta (idealmente infinita) em relação à resistência de saída da fonte [10].

Por outro lado, para se obter todo o sinal de saída sobre a carga, é necessário que a resistência de saída do amplificador (R_T) seja muito baixa. De fato, sendo:

$$V_{RL} = V_o - (I_L \cdot R_T) \quad (7)$$

Supondo $R_T = 0$, teremos:

$$V_{RL} = V_o \quad (8)$$

Nesta condição, a corrente I_L é limitada pelo valor de R_L . Evidentemente, existe um valor máximo de I_L que pode ser fornecido pelo amplificador [10].

3.6.5 Ganho de Tensão

Para que a amplificação esteja o mais próximo possível de um comportamento ideal, é necessário que o amplificador possua um alto ganho de tensão. Idealmente este ganho seria infinito.

3.6.6 Resposta de Frequência

É desejável que um amplificador tenha uma largura de faixa (BW) muito ampla de modo que um sinal de qualquer frequência possa ser amplificado sem sofrer corte ou atenuação. Idealmente BW deveria ser infinito [10].

3.6.7 Sensibilidade à Temperatura

As variações térmicas podem provocar alterações acentuadas nas características elétricas de um amplificador. A esse fenômeno chamamos *drift*. Seria ideal que um AOP não apresentasse sensibilidade às variações de temperatura [10].

3.6.8 Modos de Operação

Basicamente o AOP trabalha em três modos:

- **Sem Realimentação**

Este modo é também denominado operação em malha aberta e o ganho do AOP é o estipulado pelo próprio fabricante, ou seja, não se tem controle sobre o mesmo. Este tipo de operação é muito útil quando se deseja implementar circuitos comparadores. Na figura 23 temos um AOP em malha aberta.

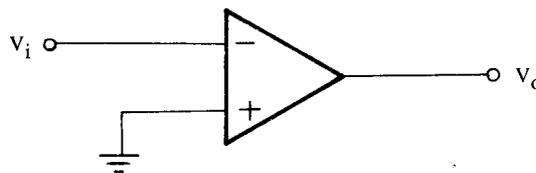


Figura 23. Operacional sem realimentação [10].

- **Com Realimentação Positiva**

Este tipo de operação é denominada operação em malha fechada. Apresenta como inconveniente o fato de conduzir o circuito à saturação. Uma aplicação prática da realimentação positiva é a implementação de comparadores e osciladores. A figura 24 mostra um AOP submetido à realimentação positiva.

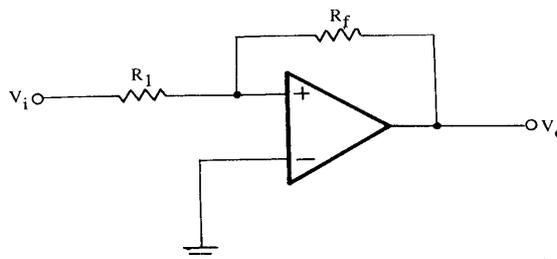


Figura 24. Operacional com realimentação positiva.

Nota-se que a saída é reaplicada à entrada não inversora do AOP através de um resistor de realimentação R_f .

- **Com Realimentação Negativa**

Este modo de operação é o mais importante em circuitos com AOPs. Na figura 25, temos um AOP operando com realimentação negativa.

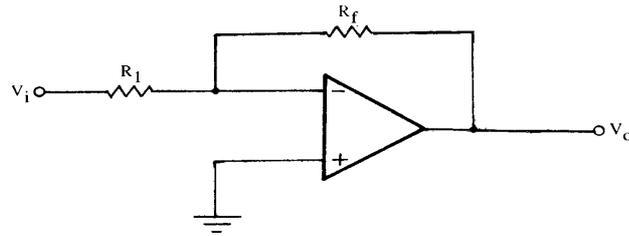


Figura 25. Operacional com realimentação negativa.

Veja que a saída é re aplicada a entrada inversora do AOP através de R_f . As aplicações dos AOPs com realimentação negativa são inúmeras:

- a) amplificador não-inversor;
- b) amplificador inversor;
- c) somador;
- d) seguidor de tensão (*buffer*);
- e) amplificador diferencial;
- f) diferenciador;
- g) integrador;
- h) filtros ativos.

3.6.9 Circuitos Básicos

Dentre os circuitos com realimentação negativa citados acima, foram usados no projeto o amplificador inversor e o seguidor de tensão (*buffer*).

• Amplificador Inversor

O primeiro circuito linear que analisaremos será o amplificador inversor. Esta denominação se deve ao fato de que o sinal de saída estará 180° defasado em relação ao sinal de entrada. A figura 26 apresenta a configuração padrão do circuito amplificador inversor.

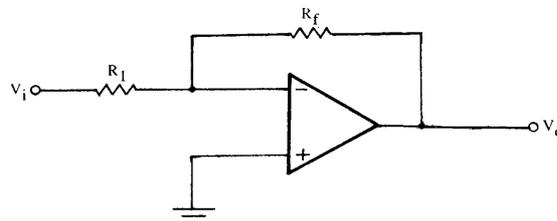


Figura 26. Circuito amplificador inversor.

Aplicando LCK (lei das correntes de Kirchhoff) no ponto “v-” temos:

$$I_1 + I_f = I_{B1} \quad (9)$$

Mas, supondo o AOP ideal, temos:

$$I_{B1} = 0 \quad (10)$$

Logo:

$$[(V_i - V_a) \div R_1] + [(V_o - V_a) \div R_f] = 0 \quad (11)$$

Por outro lado, no ponto “v-” temos um terra virtual, ou seja: $V_a = 0$. Portanto,

$$(V_i \div R_1) + (V_o \div R_f) = 0 \quad (12)$$

E, finalmente:

$$A_{vf} = V_o \div V_i = -R_f \div R_i \quad (13)$$

A equação 13 comprova a controlabilidade do ganho em malha fechada através do circuito de realimentação negativa (R_1 e R_f) conforme a equação 3.

O sinal negativo indica o defasamento de 180° do sinal de saída em relação ao sinal de entrada.

Uma desvantagem do amplificador é que sua impedância de entrada (Z_{if}) é determinada unicamente pelo valor de R_1 , ou seja:

$$Z_{if} = R_1 \quad (14)$$

• O Seguidor de Tensão (*buffer*)

A figura 27 mostra a configuração denominada seguidor de tensão ou *buffer*. Este circuito apresenta uma altíssima impedância de entrada e uma baixíssima impedância de saída.

O seguidor de tensão apresenta diversas aplicações:

- a) isolador de estágios;
- b) reforçador de corrente;
- c) casador de impedâncias.

Dos circuitos com AOP, o seguidor de tensão é o que apresenta características mais próximas das ideais, em termos das impedâncias de entrada e de saída.

Em alguns casos, um seguidor de tensão pode receber um sinal através de uma resistência em série, colocada no terminal não-inversor (R_s). Neste caso, para que se tenha um balanceamento do ganho e das correntes, é usual a colocação de um outro resistor de mesmo valor na malha de realimentação (R_f). Na figura 28 temos $R_s=R_f$, o que implica em $A_{vf}=1$.

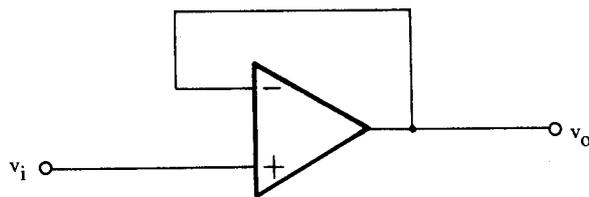


Figura 27. Operacional seguidor de tensão(*buffer*).

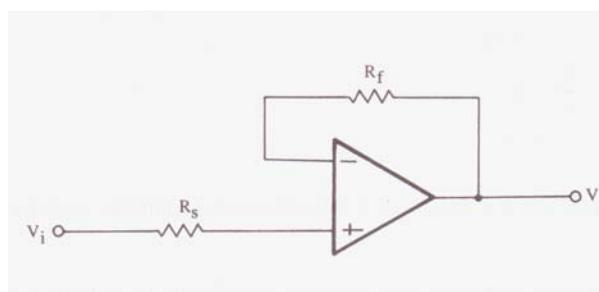


Figura 28. Operacional seguidor de tensão com ganho unitário.

3.7 Amplificadores de Potência

Uma função importante do estágio de saída de um amplificador é fazer o acoplamento com uma resistência de saída baixa, de modo que o amplificador possa fornecer o sinal de saída para a carga sem queda de ganho. Como o estágio de saída é o estágio final do amplificador, ele usualmente lida com sinais de amplitudes relativamente altas. Portanto, as aproximações e os modelos para pequenos sinais não são aplicáveis ou devem ser usados com cuidado. Todavia, a linearidade continua sendo uma exigência muito importante. Nesses casos, uma medida da qualidade do projeto do estágio de saída, a distorção harmônica total, DHT (*total harmonic distortion-THD*), passa a ser importante. Ela é o valor eficaz das componentes harmônicas do sinal de saída, excluindo a fundamental, expresso como uma porcentagem eficaz da fundamental. Um amplificador de áudio de potência com alta fidelidade apresenta uma DHT da ordem de uma fração de 1% [11].

A exigência mais desafiadora no projeto de um estágio de saída é que ele forneça uma quantidade de potência exigida pela carga de modo *eficiente*. Isso significa que a potência *dissipada* nos transistores do estágio de saída deve ser a menor possível. Essa exigência se origina principalmente do fato de que a potência dissipada em um transistor aumenta sua temperatura da junção interna, e há uma temperatura máxima (na faixa de 150° C a 200° C para os dispositivos de silício) acima da qual o transistor é destruído. Outras razões para exigir uma conversão eficiente de alta potência são o prolongamento da vida das baterias, fontes de alimentação de baixo custo ou para evitar a necessidade de ventiladores [11].

O amplificador de potência é simplesmente um amplificador com estágio de saída de alta potência. Apresentaremos exemplos de amplificadores de potência em circuitos integrados e discretos [11].

3.7.1 Classificação dos Estágios de Saída

- **Amplificadores Classe A e B**

Os estágios de saída são classificados de acordo com a forma de onda da corrente no coletor que resulta quando é aplicado um sinal de entrada. O estágio classe A, cuja forma de onda associada está mostrada na figura 29, é polarizado com uma corrente I_C maior do que a amplitude do sinal da corrente \hat{I}_C . Portanto, o transistor em um estágio classe A conduz durante o ciclo total do sinal de entrada; ou seja, o ângulo de condução é de 360° . Em comparação, o estágio de classe B, cuja a forma de onda associada está mostrada na figura 30, é polarizado com uma corrente contínua nula. Portanto, o transistor em um estágio classe B conduz durante apenas metade do ciclo da senóide de entrada, resultando em um ângulo de condução de 180° [11].

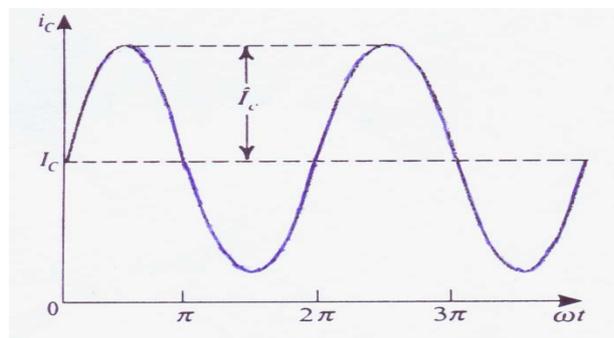


Figura 29. Curva do amplificador de potência classe A[11].

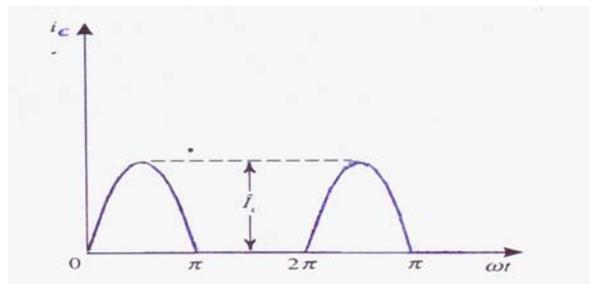


Figura 30. Curva do amplificador de potência classe B[11].

- **Amplificador Classe AB**

Uma Classe intermediária entre A e B, apropriadamente denominada classe AB, envolve a polarização do transistor com uma corrente contínua diferente de zero, mas muito menor do que a corrente de pico do sinal senoidal. Isso significa que o transistor conduz por um intervalo ligeiramente maior do que o semiciclo, conforme a figura 31. O ângulo de condução resultante é maior do que 180° , mas muito menor do que 360° . O estágio classe AB tem outro transistor que conduz por um intervalo ligeiramente maior do que o semiciclo negativo, e as correntes dos dois transistores são combinadas na carga. Isso implica que, durante os intervalos próximos da passagem por zero (cruzamento zero) da senoide de entrada, ambos os transistores conduzem [11].

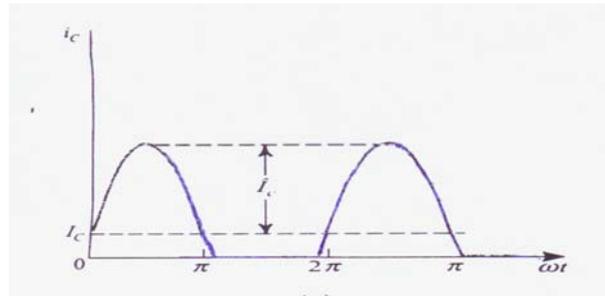


Figura 31. Amplificador de potência classe AB[11].

- **Amplificador Classe C**

A figura 32 mostra a forma de onda da corrente no coletor para um transistor operando como um amplificador em classe C. É observado que o transistor conduz por um intervalo menor do que aquele de um semicírculo; isto é, o ângulo de condução é menor do que 180° . O resultado é a forma de onda da corrente pulsando periodicamente, conforme mostrado. Para obter uma tensão de saída senoidal, essa corrente passa através de circuito paralelo LC, sintonizado para a frequência da senóide de entrada. O circuito sintonizado funciona como um filtro passa-faixas e fornece uma tensão de saída proporcional à amplitude da componente fundamental na representação da série de Fourier da forma de onda da corrente [11].

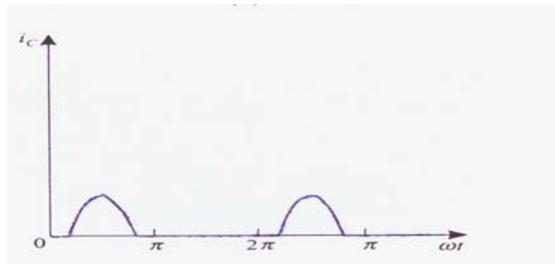


Figura 32. Amplificador de potência classe C [11].

3.8 Filtros Adaptativos

Os filtros adaptativos são ferramentas extremamente úteis na área de processamento de sinais, principalmente em aplicações de tempo real onde pouca ou quase nenhuma informação dos sinais envolvidos é conhecida *a priori* [12].

Suas áreas de aplicação abrangem desde o cancelamento de eco e processamento de sinais de radar ao controle de sistemas eletrônicos e/ou de potência.

3.8.1 Filtragem de Sinais

O principal objetivo da filtragem de sinais é melhorar a qualidade do sinal de acordo com um determinado critério de desempenho, através disto são mostradas a seguir algumas considerações sobre filtros.

Um filtro é um sistema que transforma o sinal de entrada, de uma determinada maneira, em um sinal de saída (Fig 33). Os sinais geralmente são considerados com relação às suas características tanto no domínio tempo como no domínio de frequência, da mesma forma, os requisitos de saída do filtro podem ser gerados em termos de tempo ou frequência.



Figura 33. Representação simbólica de um filtro.

3.8.2 Filtragem Seletiva em Frequência

Os filtros seletivos de frequência são filtros fixos, ou seja, seus coeficientes não variam durante seu funcionamento.

As características mais comuns dos filtros seletivos de frequência são [12]:

- a) os filtros são lineares e invariantes no tempo.
- b) processo de projeto utiliza informações sobre a banda de frequência em que o filtro atuará.
- c) como os filtros são seletivos de frequência, eles funcionam melhor quando os vários componentes de frequência do sinal de entrada ocupam bandas não sobrepostas.
- d) os coeficientes do filtro são escolhidos durante a fase de projeto e são mantidos constantes durante a operação normal do filtro.

Os tipos mais comuns de filtros seletivos de frequência são os filtros passa-altas, filtros passa-baixas e os filtros passa-faixa. Os comportamentos destes filtros são mostrados na Fig. 34.

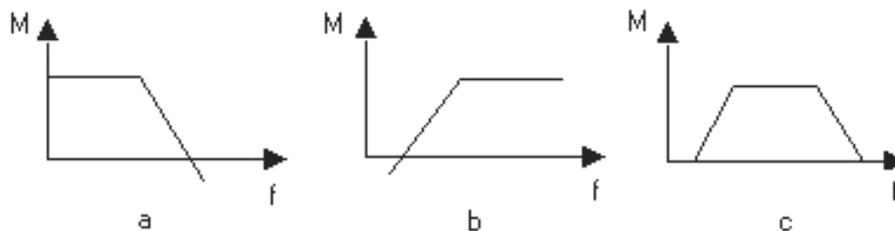


Figura 34. Filtros Seletivos de Frequência: (a) Filtro passa-baixas, (b) Filtro passa-altas e (c) Filtro passa-faixa.

Os filtros passa-baixas, Fig. 34a, permitem a passagem apenas de baixas frequências. Eles atuam eliminando ou atenuando os componentes de alta frequência do sinal de entrada.

Os filtros passa-altas, Fig. 34b, permitem a passagem apenas de altas frequências. O funcionamento dos filtros passa-altas é similar aos passa-baixas só que eles eliminam ou atenuam os componentes de baixa frequência do sinal de entrada.

Já os filtros passa-faixa, Fig. 34c, permitem apenas a passagem de sinais dentro de uma determinada faixa de frequências. Eles eliminam ou atenuam os componentes de frequência fora desta faixa.

3.8.3 Filtros Adaptativos

Existem diversas aplicações práticas que não podem ser resolvidas com sucesso utilizando filtros digitais fixos, ou porque não possuímos informação suficiente para projetar o filtro com coeficientes fixos ou porque os critérios do projeto mudam durante a operação. Uma boa parte destas aplicações podem ser resolvidas por um tipo especial de filtro chamado de filtro adaptativo. A característica dos filtros adaptativos que os distingue dos demais é que eles podem modificar sua resposta automaticamente para melhorar seu desempenho durante a operação.

Os filtros adaptativos são formados por três módulos, que estão ilustrados na Fig. 35.

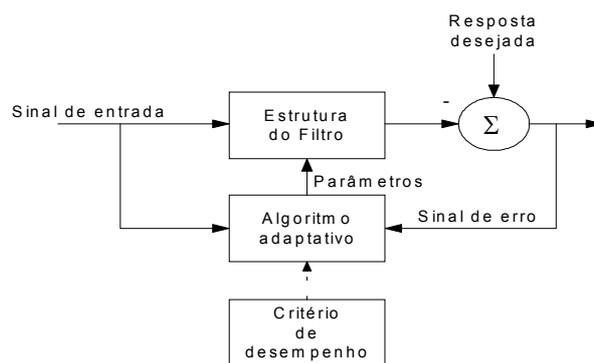


Figura 35. Elementos de um filtro adaptativo.

- **Estrutura do Filtro**

Esse módulo produz a saída do filtro a partir de medições do sinal de entrada. A estrutura é fixa e seus parâmetros são ajustados pelo algoritmo adaptativo.

- **Critério de desempenho**

A saída do filtro adaptativo e a resposta desejada são processadas segundo um critério de desempenho, de modo a avaliar a qualidade do resultado em relação aos requisitos da aplicação.

- **Algoritmo adaptativo.**

O algoritmo adaptativo utiliza o valor do critério de desempenho, ou alguma

função dele, e medições da entrada e da resposta desejada, para decidir como modificar os parâmetros do filtro para melhorar seu desempenho.

Existem várias aplicações onde os filtros adaptativos podem ser empregados. Essas aplicações podem ser classificadas em quatro classes principais: identificação de sistemas, inversão de sistemas, predição de sinal, e cancelamento de interferências [12].

- **Identificação de Sistemas**

Essa classe de aplicação, também conhecida como modelagem de sistemas, é ilustrada na Fig. 36. Algumas aplicações típicas dessa classe incluem o cancelamento de eco e a identificação de sistemas em aplicações de controle.

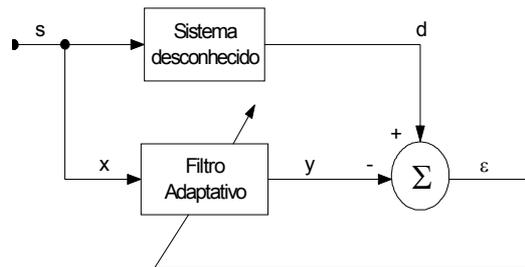


Figura 36. Identificação de sistemas.

No sistema da Fig. 36, um sinal s é ao mesmo tempo entrada do filtro adaptativo e de um sistema desconhecido. Para reduzir o erro ε , o filtro adaptativo tenta emular o comportamento do sistema desconhecido.

- **Inversão de Sistemas**

Essa classe de aplicação é conhecida também como modelagem inversa de sistemas. O objetivo do filtro adaptativo é estimar e aplicar a inversa do sistema. Algumas aplicações típicas incluem a equalização adaptativa, deconvolução sísmica, e o controle inverso adaptativo.

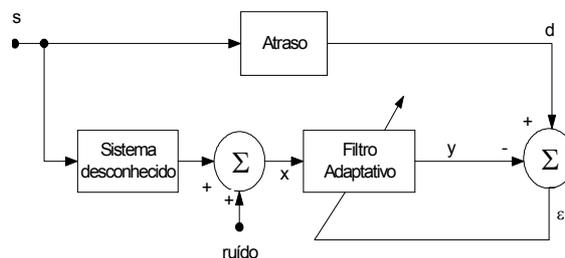


Figura 37. Inversão de sistemas.

No sistema da Fig. 37 o objetivo do filtro adaptativo é tentar recuperar uma versão atrasada do sinal s , que foi alterado por um sistema desconhecido e por ruído aditivo.

- **Predição de Sinais**

Na aplicação de predição da Fig. 38, o sinal desejado d é próprio sinal de entrada s . O sinal x é o sinal s com atraso, o objetivo do filtro adaptativo é prever o sinal de entrada atual de modo que y cancele d .

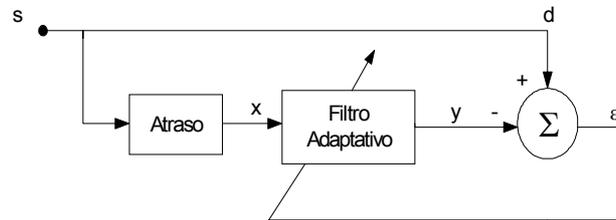


Figura 38. Predição de sinais.

- **Cancelamento de Interferências**

A aplicação de cancelamento de interferências é ilustrada pelo esquema da Fig. 39. Nesse esquema um sinal s corrompido por um ruído aditivo n e uma versão correlacionada n' de n estão disponíveis. O objetivo do filtro adaptativo é produzir uma saída y o mais parecido possível de n . Dessa maneira, a saída ε será bastante parecida com s .

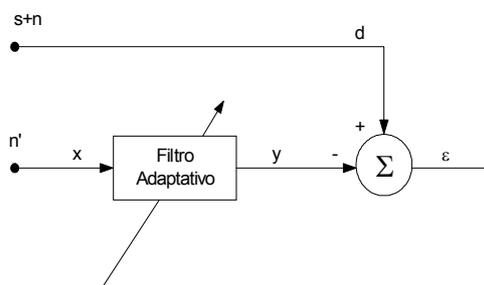


Figura 39. Cancelamento de interferências.

- **Combinador Linear Adaptativo**

O combinador linear adaptativo (CLA), ou filtro adaptativo não recursivo, é utilizado na maioria dos filtros adaptativos e é o elemento individual mais importante em sistemas de aprendizado e processos adaptativos em geral [12].

O combinador é chamado de linear porque para um conjunto fixo de pesos a sua saída será a combinação linear dos elementos de entrada. Entretanto quando os pesos estão em processo de adaptação eles também são função dos componentes de entrada, e a saída do combinador deixa de ser uma função linear da entrada.

A Fig. 40 mostra a forma geral de um combinador linear adaptativo.

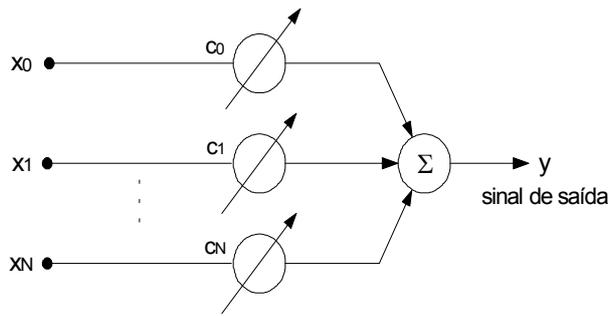


Figura 40. Forma geral de um combinador linear adaptativo.

O CLA possui um vetor de sinal de entrada com os elementos x_0, x_1, \dots, x_N , um conjunto correspondente de pesos c_0, c_1, \dots, c_N , uma unidade de soma e um sinal de saída y .

Os elementos do sinal de entrada podem ser interpretados de duas maneiras: entradas simultâneas de $N+1$ diferentes entradas, ver Fig. 42, ou entrada seqüencial de $N+1$ amostras de um mesmo sinal, ver Fig.43. A representação do vetor de entrada para os dois casos são mostrados em (15) e (16):

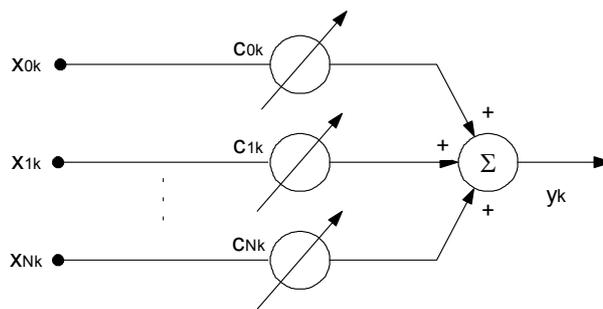


Figura 41. CLA múltiplas entradas.

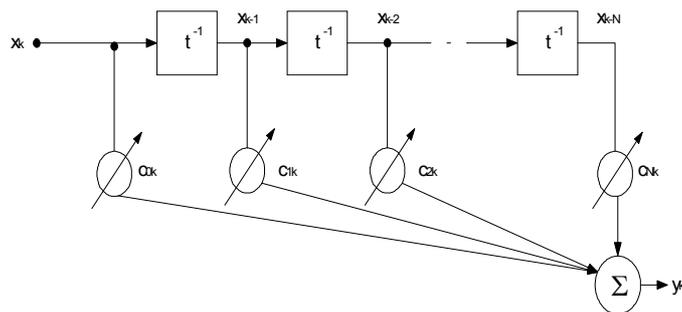


Figura 42. CLA com uma única entrada.

Entradas múltiplas:

$$X_k = [x_{0k} \quad x_{1k} \quad \dots \quad x_{Nk}]^T \quad (15)$$

Entrada única:

$$X_k = [x_k \quad x_1 \quad \cdots \quad x_{k-N}]^T \quad (16)$$

onde k é um índice de tempo.

A partir de (15) e (16), obtêm-se a relação de entrada-saída para as Fig. 41 e 42.

Entradas múltiplas:

$$y_k = \sum_{i=0}^N c_{ik} x_{ik} \quad (17)$$

Entrada única:

$$y_k = \sum_{i=0}^N c_{ik} x_{k-i} \quad (18)$$

Pode-se representar (17) e (18) utilizando uma notação vetorial:

$$y_k = X_k^T C_k = C_k^T X_k \quad (19)$$

onde: $C_k = [c_{0k} \quad c_{1k} \quad \cdots \quad c_{Nk}]^T$.

A Fig. 43 mostra um combinador linear com o sinal de resposta desejado e o sinal de erro, ε_k , é obtido subtraindo o sinal de saída y_k do sinal desejado d_k .

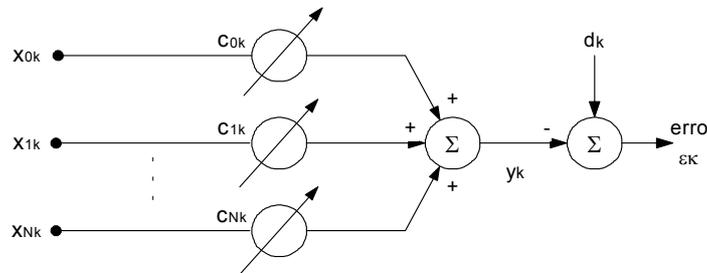


Figura 43. Combinador linear adaptativo com sinal de resposta desejado e sinal de erro.

No processo de adaptação o vetor de pesos do combinador linear é ajustado para produzir uma saída, y_k , o mais próximo possível do sinal desejado. Isto é feito comparando a saída com a resposta desejada para se obter um sinal de erro e então ajustando o vetor de pesos para minimizar esse sinal.

O sinal de erro com índice k é dado por:

$$\varepsilon_k = d_k - y_k \quad (20)$$

Substituindo (19) em (20) tem-se:

$$\varepsilon_k = d_k - C^T X_k \quad (21)$$

De uma forma geral, a minimização do erro quadrático médio é a figura de mérito mais utilizada. Para se obter o erro quadrático instantâneo eleva-se (21) ao quadrado.

$$\varepsilon_k^2 = d_k^2 + C^T X_k X_k^T C - 2d_k X_k^T C \quad (22)$$

Para se obter o erro quadrático médio calcula-se o valor esperado de (22) em relação a k

$$E[\varepsilon_k^2] = E[d_k^2] + C^T E[X_k X_k^T] C - 2E[d_k X_k^T] C \quad (23)$$

Pode-se representar a expressão (23) definindo uma matriz R de autocorrelação do vetor de amostras do sinal de entrada como:

$$R = E[X_k X_k^T] = E \begin{bmatrix} x_{0k}^2 & x_{0k} x_{1k} & \cdots & x_{0k} x_{Nk} \\ x_{1k} x_{0k} & x_{1k}^2 & \cdots & x_{1k} x_{Nk} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x_{Nk} x_{0k} & x_{Nk} x_{1k} & \cdots & x_{Nk}^2 \end{bmatrix} \quad (24)$$

Os termos da diagonal principal de R são o quadrado dos componentes da entrada e os termos fora da diagonal principal indicam a correlação entre os elementos da entrada. A matriz de correlação traz informações sobre a dependência entre os diversos termos do vetor X_k .

Pode-se também definir um vetor P de correlação cruzada como:

$$P = E[d_k X_k] = E[d_k x_{0k} \quad d_k x_{1k} \quad \cdots \quad d_k x_{Nk}]^T \quad (25)$$

Este vetor quantifica a dependência entre o sinal desejado e cada elemento do vetor de sinais de entrada.

Pode-se expressar (23) em termos de (24) e (25):

$$EMQ = \varepsilon = E[e_k^2] = e[d_k^2] + C^T R C - 2P^T C \quad (26)$$

A partir da expressão (26) verifica-se que o erro médio quadrático (EMQ) é uma função convexa dos componentes do vetor de pesos C, o que garante a existência de um mínimo global.

Por exemplo, a Fig.44 mostra o gráfico da equação do erro médio quadrático equação(26) para apenas dois coeficientes. O eixo vertical representa o erro médio quadrático e os eixos horizontais representam os valores dos dois pesos.

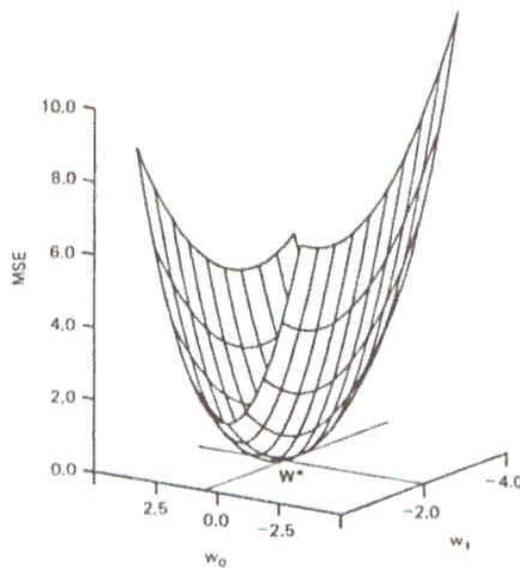


Figura 44. Superfície de erro.

Verifica-se portanto que a superfície de desempenho dada pela equação (26) possui um formato parabolóide e portanto apresenta um único mínimo. Sendo o EMQ o critério de desempenho desejado, o objetivo então é determinar o vetor de coeficientes ótimos C^* .

Uma maneira de se determinar o mínimo da superfície de erro quadrático é através do método do gradiente [12].

O gradiente da superfície de erro médio quadrático, $\nabla(\xi)$, pode ser encontrado diferenciando-se (26) em relação a cada peso:

$$\nabla(\varepsilon) = \frac{\partial \varepsilon}{\partial C} = \left[\frac{\partial \varepsilon}{\partial c_0} \quad \frac{\partial \varepsilon}{\partial c_1} \quad \dots \quad \frac{\partial \varepsilon}{\partial c_N} \right]^T = 2RC - 2P \quad (27)$$

Para se obter o erro médio quadrático mínimo, o vetor de pesos C deverá ter seu valor ótimo, C^* , isso acontece quando o gradiente for igual a zero:

$$\nabla(\varepsilon) = 0 = 2RC^* - 2P \quad (28)$$

Note-se que como a superfície de desempenho (EMQ) é parabolóide com a concavidade voltada para cima (Fig. 44) não há necessidade de avaliar-se a derivada segunda (que indica se o ponto de gradiente nulo é máximo ou mínimo), pois necessariamente o ponto encontrado por (28) será de mínimo.

De (28) obtém-se o vetor de pesos ótimo C^*

$$C^* = R^{-1}P \quad (29)$$

Portanto, o filtro adaptativo deve utilizar um algoritmo que, através de sucessivas iterações modifique seus coeficientes de modo que estes se aproximem o máximo possível do resultado apresentado na equação (29). Como resultado, o erro médio quadrático será mínimo, acarretando que y_k será uma estimativa bastante aproximada de d_k .

Uma maneira bastante intuitiva de se construir este algoritmo é inicializar os coeficientes com um valor qualquer e a cada iteração dar pequenos passos em direção contrária ao gradiente da superfície de desempenho. Deste modo a cada iteração se terá uma melhor aproximação de C^* . O algoritmo desta forma é mostrado em (30).

$$C_{k+1} = C_k + \mu(-\nabla(\varepsilon)) \quad (30)$$

3.8.4 Algoritmo LMS

O algoritmo LMS é importante pela sua simplicidade e facilidade de computação. Se o sistema adaptativo é um combinador linear adaptativo, e o vetor de entrada X_k e a resposta desejada d_k estão disponíveis a cada iteração, o algoritmo LMS é geralmente a melhor escolha para muitas aplicações de processamento adaptativo de sinais [12].

Muitos algoritmos adaptativos estimam o gradiente de $\xi = E[\varepsilon_k^2]$ pegando diferenças entre pequenos termos de ε_k^2 . Já o algoritmo LMS utiliza o próprio ε_k^2 como uma estimativa do MSE.

Então a cada iteração do processo adaptativo, temos uma estimativa do gradiente da forma:

$$\nabla_k(\varepsilon) = \begin{bmatrix} \frac{\partial \varepsilon_k^2}{\partial c_0} \\ \vdots \\ \frac{\partial \varepsilon_k^2}{\partial c_N} \end{bmatrix} = 2\varepsilon_k \begin{bmatrix} \frac{\partial \varepsilon_k}{\partial c_0} \\ \vdots \\ \frac{\partial \varepsilon_k}{\partial c_N} \end{bmatrix} = -2\varepsilon_k X_k \quad (31)$$

Substituindo (31) em (30) pode se definir o algoritmo como:

$$C_{k+1} = C_k + \mu \varepsilon_k X_k \quad (32)$$

Onde μ é a constante de ganho que regula a velocidade e a estabilidade da adaptação.

O algoritmo LMS pode ser implementado sem operações de média, divisão, raiz, ou diferenciação e é elegante em sua simplicidade e eficiência [12].

3.8.5 Algoritmo 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_k . O passo de convergência μ será inversamente proporcional à potência do sinal de entrada X_k . A fórmula do NLMS é mostrada em (33).

$$C_{k+1} = C_k + \frac{\mu}{X_k^T X_k + \delta} \varepsilon_k X_k \quad (33)$$

Onde δ é uma constante pequena e positiva que evita divisões por zero quando o produto $X_k^T X_k$ é nulo.

3.8.6 Desempenho do Filtro Adaptativo

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 [12].

A curva de aprendizado relaciona o erro médio quadrático (EMQ) em função do tempo. Quando o filtro adaptativo inicia sua operação, os seus coeficientes podem possuir valores bem diferentes de C^* (vetor de coeficientes ótimo), causando um EMQ grande. Durante a execução do algoritmo, os coeficientes vão se aproximando de C^* , causando por consequência uma diminuição do EMQ, esta fase é chamada de adaptação. Após esta fase o filtro entra no modo de regime permanente.

A Fig. 45 mostra os modos de operação de um filtro adaptativo.

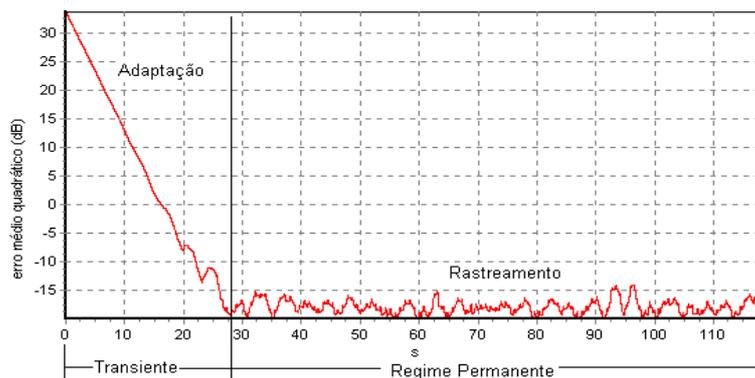


Figura 45. Modos de operação de um filtro adaptativo.

A duração do modo de transição caracteriza a velocidade de adaptação do filtro adaptativo e o regime permanente caracteriza a qualidade da adaptação. Quanto menor for o erro em regime permanente melhor terá sido o cancelamento do ruído.

METODOLOGIA

Neste capítulo são apresentadas as diversas partes que compõem o sistema de controle ativo de ruído. São definidas as especificações de projeto e a forma na qual elas foram implementadas.

4.1 Diagrama em Blocos do Sistema

Na figura 46 é apresentado o diagrama em blocos do projeto.

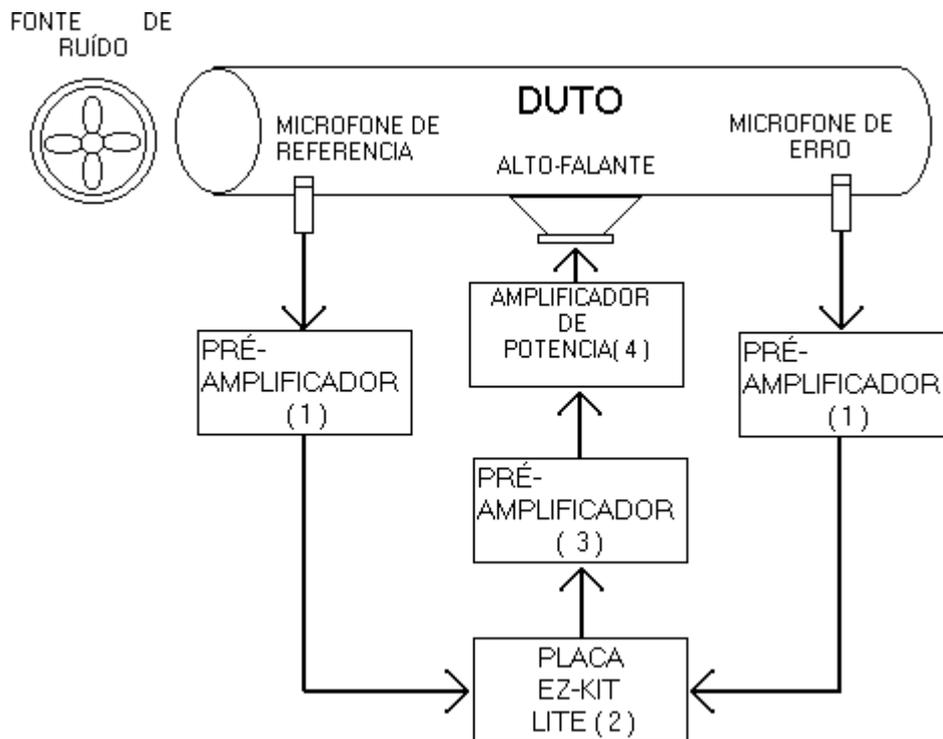


Figura 46. Diagrama em Blocos.

O símbolo na parte superior esquerda da figura 46 representa um ventilador ou uma fonte de ruído qualquer, responsável pela geração do ruído acústico. Este é o caso de inúmeros problemas práticos, como em sistemas de ar-condicionado e turbinas.

A onda de pressão acústica produzida pela fonte se propaga ao longo do duto e sofre alterações devido às características do mesmo (rugosidades, desvios de percurso, etc), resultando em um sinal acústico na saída do duto (ponto extremo direito da figura 46) que embora seja diferente do sinal original, é correlacionado com o mesmo.

Os microfones de erro e de referência amostram o campo acústico do sinal original e do sinal de saída, responsável pelo ruído no ambiente. Estes sinais são condicionados pelos pré-amplificadores denominados por (1) e amostrados pelos conversores analógico-digitais da placa de processamento de sinais Ez-Kit Lite (2).

Esta, por sua vez, calcula os novos coeficientes do filtro adaptativo (usado como controlador) e produz o sinal de anti-ruído cujo objetivo é cancelar o sinal acústico que se propaga para fora do duto. Este sinal passa pelo pré-amplificador (3), cujo objetivo maior é o acoplamento entre a placa controladora e o amplificador de potência (4). Finalmente, o sinal é aplicado sobre um alto-falante, cujo objetivo é transformar o sinal elétrico de saída em uma onda acústica de cancelamento.

4.2 Sistema de Pré-Amplificação dos Microfones de Aquisição

O circuito amplificador para os microfones é constituído de três estágios, baseados em amplificadores operacionais [10], como mostra a figura 47.

O primeiro estágio do circuito implementado, composto pelos operacionais U1-U2-U3, é uma sugestão encontrada em [7] para o condicionamento do sinal proveniente de microfones de eletretos. Este circuito é responsável pela polarização dos microfones e amplificação e filtragem do sinal.

Os dois estágios seguintes U4-U5 e U6-U7 são responsáveis por uma amplificação extra do sinal captado pelos microfones. Os operacionais utilizados foram do tipo LM 324 visto que a alimentação destes circuitos pode ser unipolar (0-12V). Isto decorre do fato de desejarmos um sistema que possa ser alimentado por uma única bateria automotiva, permitindo assim, a portabilidade do sistema.

As saídas dos operacionais U6 e U7 são conectadas às entradas dos conversores analógico-digitais da placa EZ-Kit Lite [6].

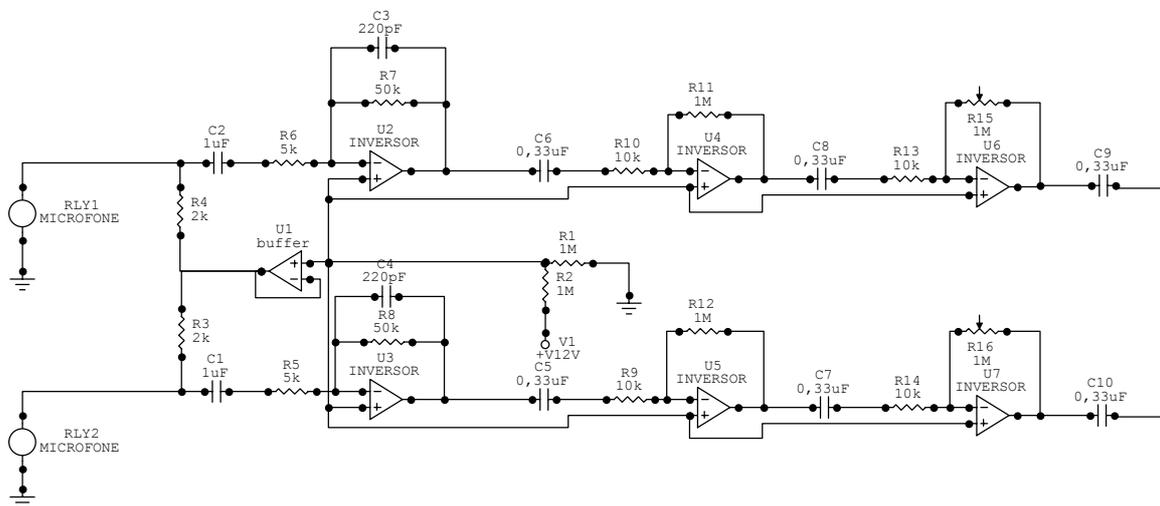


Figura 47. Esquemático do circuito amplificador para os microfones.

4.3 Pré -amplificador para o Alto-Falante

O circuito usado para a pré-amplificação do sinal de anti-ruído (produzido pelo sistema de controle) é baseado no amplificador de potência da Philips TDA-1013B [13], conforme a figura 48. O objetivo principal desta etapa é permitir o acoplamento entre o

conversor digital analógico da placa Ez-kit Lite com o amplificador de potência descrito no item 5.4.

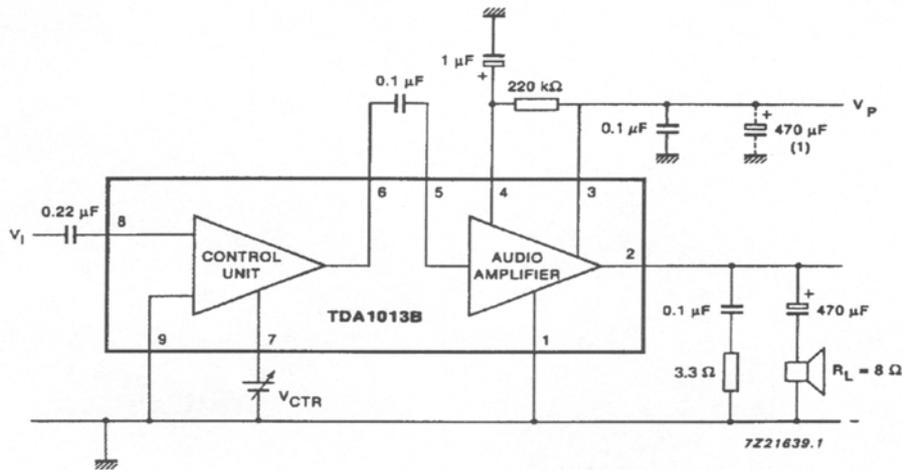


Figura 48. Circuito de pré-amplificação do sinal de anti-ruído.

Este circuito foi escolhido pela facilidade para alteração de ganho/atenuação através da modificação da tensão de referência do pino 7. Esta característica permitirá futuramente a implementação de um controle automático de ganho. Outra vantagem é sua alta impedância de entrada. A figura 49 apresenta a curva da tensão no pino 7 em relação ao ganho (dB - deciBéis) aplicado sobre o sinal.

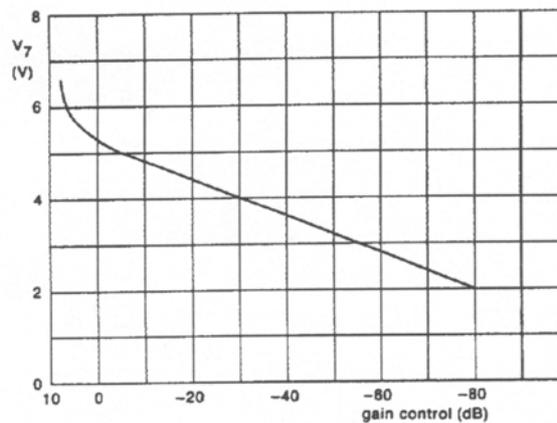


Figura 49. Gráfico do ganho em relação à tensão aplicada ao pino 7.

A tensão de referência aplicada ao pino 7 é obtida através de um divisor resistivo aplicado sobre a fonte de tensão de alimentação (figura 50).

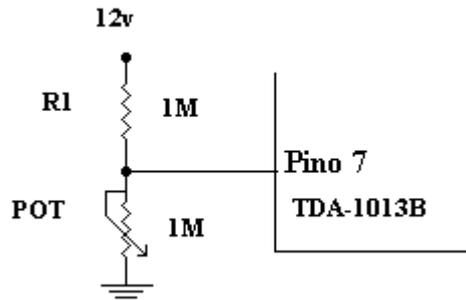


Figura 50. Divisor de tensão usado para controle de ganho no pino 7.

4.4 Amplificador de Potência e Alto-Falantes

Na saída do módulo de pré-amplificação do sinal de anti-ruído (item 5.3) é utilizado um amplificador de potência comercial de uso automotivo, marca Cowatts, de 600 W e, finalmente, este amplificador é acoplado a um alto-falante do tipo *woofer*, marca Bravox, modelo BA6SS, com potência de 140 W.

4.5 Controlador Adaptativo

O controlador adaptativo utilizado é o algoritmo LMS Normalizado. Este algoritmo foi implementado em linguagem C na placa Ez-Kit Lite.

4.6 Programação da Placa Ez-Kit Lite

A placa Ez-Kit Lite é programável em linguagem C. Para que a mesma funcione corretamente é necessário que diversos elementos sejam definidos e adequadamente implementados, entre estes:

- a) programação dos temporizadores;
- b) programação dos canais de entrada;
- c) rotinas de comunicação de dados com o computador pessoal;
- d) parâmetros do controlador adaptativo (tamanho, passo de convergência, etc);
- e) rotinas de interrupção.

4.7 O Sistema Implementado

O sistema implementado é apresentado na figura 51. Embaixo à direita pode ser visto a fonte de alimentação (unipolar). Ao centro e embaixo (caixa preta) encontra-se o pré-amplificador de potência e os pré-amplificadores dos microfones. E ao lado pode ser visto o módulo de potência automotivo. Na parte inferior direita da figura 51 é encontrada a placa de processamento Ez-Kit Lite.



Figura 51. O sistema implementado.

Para simular o ruído, é utilizado um gerador de sinais que aciona um alto-falante (alto-falante da esquerda, figura 51). Este irá produzir um sinal sonoro senoidal que deverá ser cancelado na posição do microfone de erro (entre os dois alto-falantes, figura 51). Na parte superior à direita encontra-se o alto-falante de cancelamento. Este recebe o sinal de contra-ruído, produzido pela placa Ez-Kit através do circuito de pré-amplificação de potência e do amplificador automotivo de potência.

O sistema funciona da seguinte maneira: Através do gerador de sinais, é aplicado um sinal senoidal na entrada de um dos canais do módulo automotivo. Este sinal simula um ruído periódico que deve ser cancelado. Dois sinais são adquiridos pela placa Ez-Kit para o cálculo do sinal de anti-ruído. O primeiro, chamado de sinal de erro, é adquirido através de um microfone. Este é o sinal que deve ser cancelado pelo sinal de anti-ruído. O segundo, chamado de sinal de referência, é tomado diretamente do gerador de sinais por ligação elétrica. Este sinal sofrerá modificações em decorrência de sua propagação através da seqüência de sistemas dada pelo amplificador de potência, alto-falante e caminho de propagação entre alto-falante (de ruído) e microfone de erro. Em decorrência de características não-lineares, o sinal de referência difere não apenas em amplitude e fase do sinal de ruído sonoro na posição do microfone de erro, como também em conteúdo em frequência.

Neste sistema, a propagação da onda sonora ocorre ao ar livre, ou seja, sem a existência de um duto.

RESULTADOS

A partir do sistema descrito na seção 5.7 foram realizados diversos testes para averiguar a capacidade do sistema em diminuir a intensidade de ruído sonoro na posição do microfone de erro. Quatro resultados representativos foram escolhidos e a seguir são apresentados.

Para simular o ruído sonoro, através de um gerador de funções, foi produzido um sinal senoidal com frequência de cerca 250 Hz. Duas frequências de amostragem distintas (8kHz e 32 kHz) foram selecionadas para a implementação da estratégia de controle. O algoritmo NLMS foi implementado para dois tamanhos de filtro (5 e 50 coeficientes) e dois passos de convergência distintos (0,001 e 0,0001)

5.1 Teste 1

Neste teste foi utilizada uma frequência de amostragem de 32 kHz e 50 coeficientes para o filtro adaptativo.

A figura 52 apresenta os resultados obtidos. Os sinais desenhados são resultantes do quadrado do sinal de erro e sujeitos a uma operação de filtragem média móvel com 200 coeficientes. Em vermelho encontra-se o sinal resultante, decorrente do uso de um passo de convergência elevado ($\mu = 0,001$) e em azul um passo de convergência pequeno ($\mu = 0,0001$). Desta forma pode-se visualizar diferentes regimes transitórios ao longo do período de adaptação. Em verde encontra-se a situação sem controle de ruído, em que a potência do sinal sonoro é constante ao longo de todo o intervalo de tempo. Este caso é apresentado para possibilitar a verificação da eficiência de controle do dispositivo.

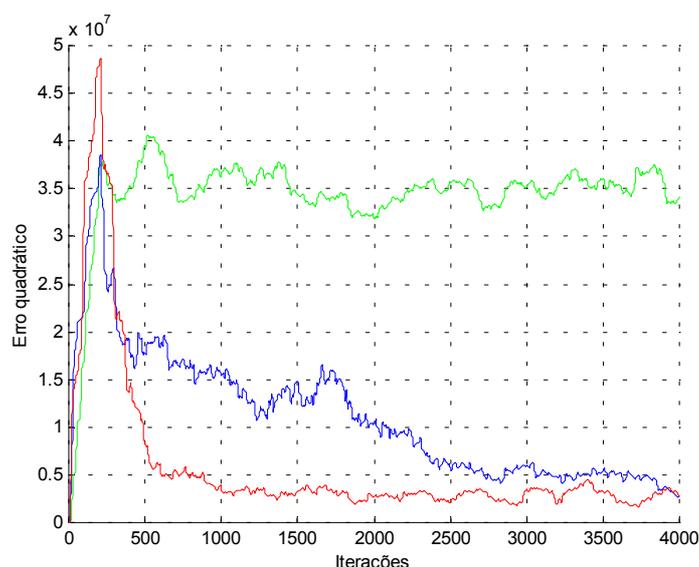


Figura 52. Resultados para uma frequência de amostragem de 32 kHz e 50 coeficientes. Passo de convergência 0,001 (vermelho), passo 0,0001 (azul) e sem controle (verde).

Como resultado verifica-se que o algoritmo é capaz de diminuir em cerca de 94% a potência do sinal sonoro.

5.2 Teste 2

Neste teste foi utilizada uma frequência de amostragem de 32 kHz e 5 coeficientes para o filtro adaptativo.

A figura 53 apresenta os resultados na mesma forma que a figura 52. Os passos de adaptação utilizados foram os mesmos ($\mu = 0,001$ em vermelho e $\mu = 0,0001$ em azul) mas utilizando um filtro média móvel com 500 coeficientes. Para possibilitar a comparação, o caso sem controle também é apresentado (verde). Da mesma forma que no teste anterior, a diminuição dos níveis sonoros também é alcançada.

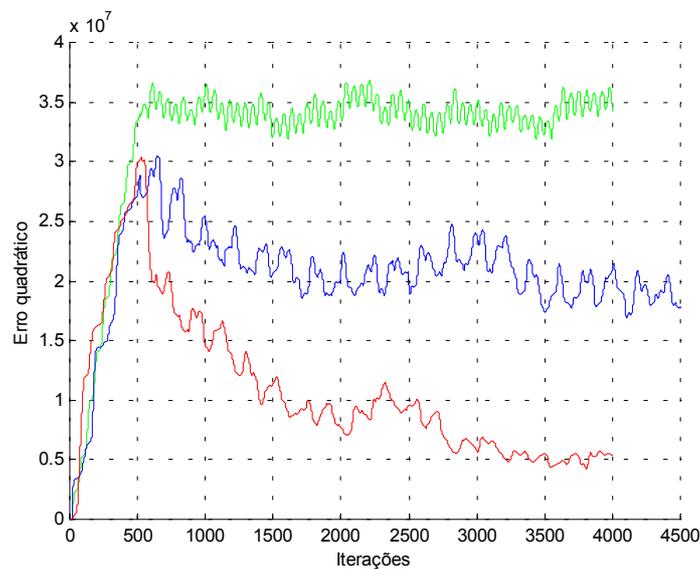


Figura 53. Resultados para uma frequência de amostragem de 32 kHz e 5 coeficientes. Passo de convergência 0,001 (vermelho), passo 0,0001 (azul) e sem controle (verde).

A utilização de um menor número de coeficientes implica em uma variabilidade maior do sinal de erro.

5.3 Teste 3

Neste teste foi utilizada uma frequência de amostragem de 8 kHz e 50 coeficientes para o filtro adaptativo.

A figura 54 apresenta os resultados na mesma forma que as figuras 52 e 53. Os passos de adaptação utilizados foram os mesmos ($\mu = 0,001$ em vermelho e $\mu = 0,0001$ em azul). O filtro média móvel possui 100 coeficientes. Para possibilitar a comparação, o caso sem controle também é apresentado (verde). Da mesma forma que nos testes anteriores, a diminuição dos níveis sonoros também é alcançada.

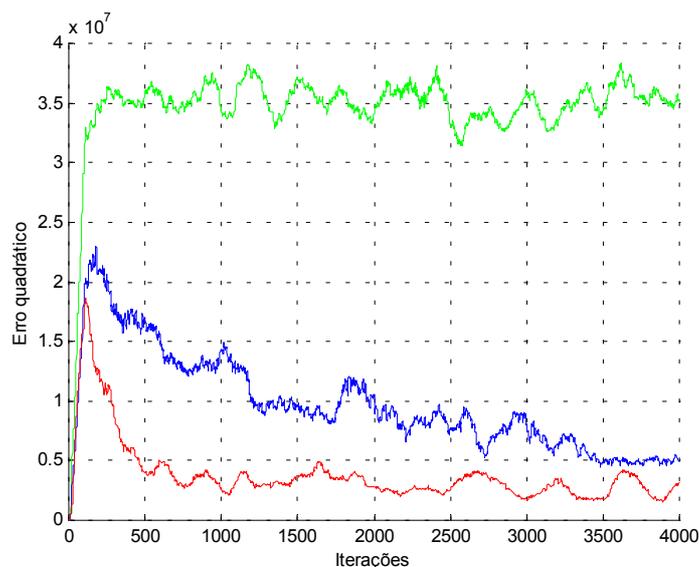


Figura 54. Resultados para uma frequência de amostragem de 8 kHz e 50 coeficientes. Passo de convergência 0,001 (vermelho), passo 0,0001 (azul) e sem controle (verde).

5.4 Teste 4

Neste teste foi utilizada uma frequência de amostragem de 8 kHz e 5 coeficientes para o filtro adaptativo.

A figura 55 apresenta os resultados na mesma forma que as figuras anteriores. Os passos de adaptação utilizados foram $\mu = 0,001$ (em vermelho) e $\mu = 0,0001$ (em azul). O filtro média móvel possui 100 coeficientes. Para possibilitar a comparação, o caso sem controle também é apresentado (verde). Da mesma forma que nos testes anteriores, a diminuição dos níveis sonoros também é alcançada.

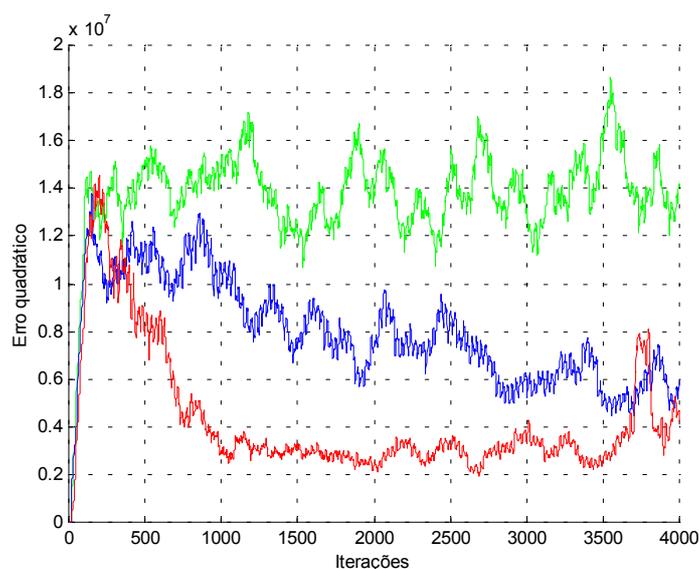


Figura 55. Resultados para uma frequência de amostragem de 8 kHz e 5 coeficientes. Passo de convergência 0,001 (vermelho), passo 0,0001 (azul) e sem controle (verde).

DISCUSSÃO E CONCLUSÃO

Ao longo deste trabalho foram discutidas as diversas características e formas de funcionamento de um sistema de controle ativo de som. As bases físicas e matemáticas foram analisadas, resultando na proposta de um protótipo para a implementação prática do sistema.

O sistema construído faz uso de técnicas de filtragem adaptativa como algoritmo de controle. Esta estratégia foi implementada em uma placa de aquisição de sinais baseada em um processador digital de sinais comercial. Foram especificados e construídos os sistemas de captação e amplificação dos sinais sonoros, como também os módulos de potência necessários ao acionamento do alto-falante. Foi também desenvolvido um programa em linguagem C responsável pelo gerenciamento do processo de aquisição e cancelamento dos sinais de som. Este programa é responsável pela temporização, aquisição e adaptação dos coeficientes do algoritmo de controle e pela comunicação de dados com um computador pessoal.

Através dos resultados obtidos na seção 6 foi verificada a capacidade de diminuição da potência sonora, em um ponto do espaço, pelo sistema desenvolvido neste trabalho. Independentemente da frequência de amostragem e da escolha do passo de convergência foi obtida uma diminuição de cerca de 94 % da potência sonora nos casos estudados.

Como conclusão, o sistema desenvolvido permite a verificação das propriedades e características da técnica de controle ativo de ruído acústico, possibilitando o estudo e avaliação dos diversos fatores determinantes de seu desempenho.

PROPOSTAS PARA CONTINUAÇÃO DO TRABALHO

Como possibilidades de continuação do trabalho aponta-se as seguintes direções:

- a) Implementação de módulo didático: atualmente estamos trabalhando para montar um sistema didático que possa ser utilizado para o ensino e pesquisa na área de controle ativo.
- b) Comparação de desempenho entre diferentes estratégias de controle: modificando-se apenas o programa residente na placa de processamento de sinais pode-se implementar outros algoritmos de controle e estudar o seu comportamento em termos de regime transitório e capacidade de cancelamento.
- c) Estudo sobre características reais dos elementos do sistema e suas implicações sobre o desempenho do processo de controle: a partir do sistema implementado, podem ser feitas inferências sobre o impacto de características não-lineares intrínsecas aos alto-falantes e amplificadores de potência sobre o desempenho do sistema.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Kuo, S.M. e Morgan, D.R. (1996), Active Noise Control Systems: Algorithms and DSP Implementations, New York: John Wiley.
- [2] Nelson, P.A. e Elliot, S. J. (1995), Active Control of Sound, Academic Press, London.
- [3] Kuo, S. M., Panahi I., Chung, K.M., Horner T., Nadeski M. e Chyan J. (1996), Design of Active Noise Control Systems With the TMS320 Family, Texas Instruments.
- [4] Silva, H. S., Poltosi, L. (1997), “Medição dos Parâmetros Thiele-Small de Alto-Falantes, com Diferentes Instrumentos”, Relatório Técnico, Selenium, páginas 1-22.
- [5] ADSP 2106x Sharc User’s Manual, second edition, Analog Devices, 1996.
- [6] Ez-Kit Lite, ADSP 2106x Sharc, Reference Manual, Analog Devices, 1997.
- [7] AD1847, Serial-Port 16 bit Soundport Stereo Codec, Analog Devices, 1996.
- [8] Braga, N. C., “O que são eletretos”, Revista Saber Eletrônica, páginas 56-58.
- [9] <http://br.geocities.com/saladefisica>
- [10] A. Pertence Júnior, Amplificadores Operacionais e filtros ativos, 5º edição, 1996.
- [11] Sedra, A. D. e Smith, K. C., Microeletrônica, 5º edição, McGraw-Hill, 2000.
- [12] Born, R.S. (2000), Filtros Adaptativos Aplicados a Sinais Biomédicos, Monografia, Universidade Federal de Pelotas.
- [13] TDA 1013B, 4W Audio Power Amplifier with DC Volume Control, Philips Semiconductors, 1994.