

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ESTUDO SOBRE UM
SISTEMA DE DIRECIONALIDADE ADAPTATIVA
PARA
APARELHOS AUDITIVOS**

ANGELA CREPALDI

Supervisor: Eng. Thiago Ferreira Gasparino da Silva

Orientador: Prof. Márcio Holsbach Costa

Florianópolis, outubro de 2010

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo sobre uma estrutura para obtenção de direcionalidade adaptativa em aparelhos auditivos usando dois microfones omnidirecionais próximos em arranjo *end-fire*. Primeiramente, é apresentado o sistema típico para formação de nulo utilizando dois microfones omnidirecionais. A seguir é apresentado o projeto do filtro de Thiran que possibilita a criação de um atraso amostral fracionário necessário para a implementação do esquema em questão. Em sequência é avaliada a funcionalidade da estrutura analisada e uma variação que apresenta características interessantes em frequência. Complementarmente são apresentadas noções de filtragem adaptativa e também medidas objetivas de qualidade da fala. Simulações foram realizadas com sinais artificiais, como também com sinais reais de fala e ruído. A partir desses sinais, determinou-se o diagrama polar dos sistemas analisados para diferentes localizações da fonte de ruído. Como conclusão, comprovou-se a capacidade do sistema estudado em melhorar a qualidade da fala, assim como a possibilidade de superar importantes limitações da proposta original através de uma variação da estrutura original, com pequeno acréscimo computacional.

Palavras-chave: Aparelhos auditivos, direcionalidade adaptativa, redução de ruído, filtragem adaptativa.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
2	OBJETIVOS.....	2
3	FUNDAMENTOS TEÓRICOS	3
3.1	Direcionalidade adaptativa.....	3
3.2	Filtro passa-tudo com atraso de grupo maximamente plano	4
3.3	Filtragem adaptativa	5
3.4	Medidas objetivas de qualidade	8
4	TOPOLOGIAS ANALISADAS	10
4.1	Algoritmo proposto por Luo et al [1].....	10
4.2	Modificações propostas por Silva [4]	13
5	MATERIAIS E MÉTODOS	16
5.1	Banco de sinais reais	16
6	RESULTADOS	18
6.1	Esquema de Luo et al [1]	18
6.2	Esquema de Silva [4]	21
6.3	Medidas Objetivas de Qualidade	24
7	CONCLUSÃO	26
8	REFERÊNCIAS	27

1 INTRODUÇÃO

A deficiência auditiva é uma limitação que pode acarretar severas restrições ao aprendizado e socialização do indivíduo. Entretanto, grande parte dos casos existentes pode ser compensada através de dispositivos chamados de aparelhos auditivos. Uma das principais reclamações de usuários de aparelhos auditivos convencionais é a incapacidade de seletividade espacial da fonte sonora. No indivíduo normal, a concentração em um determinado ponto espacial de interesse permite que a informação sonora de fontes (não-desejadas) em outras localizações seja atenuada através de mecanismos neurais, permitindo maior inteligibilidade. Para superar este problema, os aparelhos auditivos de última geração utilizam os chamados sistemas de microfones direcionais, que são classificados em dois tipos principais: sistemas de direcionalidade fixa e de direcionalidade adaptativa. Os primeiros possuem um diagrama polar fixo de recepção, enquanto que os últimos são capazes de rastrear a localização da fonte indesejada e diminuir sua influência.

Várias técnicas têm sido usadas para se obter a direcionalidade, tanto nos sistemas de padrão polar fixo quanto nos de modo adaptativo. No entanto, muitas dessas técnicas não podem ser imediatamente empregadas ou implementadas em aparelhos auditivos devido às limitações do hardware disponível, tais como: número e distância entre microfones e capacidade e velocidade computacional.

Na vida real, a fonte de ruído é tipicamente um processo não-estacionário e sua posição em relação ao usuário pode variar significativamente. Assim, um sistema direcional fixo tem a performance degradada e, portanto, o sistema com direcionalidade adaptativa é altamente desejado.

Neste trabalho é apresentado um estudo do esquema de direcionalidade adaptativa proposto por Luo et al [1] usando dois microfones omnidirecionais próximos em arranjo *end-fire*, e uma variação da estrutura original, proposta por Silva [4]. São apresentados resultados relativos aos sinais resultantes da aplicação das técnicas e aos sinais de etapas intermediárias da cadeia de processamento, os diagramas polares formados para as diversas direções de chegada do sinal de ruído e uma avaliação objetiva de qualidade de fala utilizando sinais reais provenientes de um banco de dados obtido em uma câmara semi-anecóica.

2 OBJETIVOS

Os objetivos deste trabalho são:

- Apresentar os esquemas propostos em [1] e [4], enfatizando suas características e diferenças.
- Implementar um algoritmo para simulação de atrasos de propagação do som no ar [2].
- Implementar os algoritmos [1] e [4] em ambiente Matlab de forma a traçar e analisar os padrões polares
- Estudar, selecionar e implementar critérios objetivos de qualidade de sinais de fala e utilizá-los na avaliação dos sinais processados pelo sistema de direcionalidade adaptativa.
- Utilizar um banco de sinais reais de voz e ruídos para avaliar o sistema proposto em [1] através da comparação de medidas objetivas de qualidade de voz.

3 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Nesta seção são apresentados os conceitos básicos para entendimento do trabalho realizado.

3.1 Direcionalidade adaptativa

Uma das formas de implementar a direcionalidade adaptativa, utilizando dois microfones próximos em arranjo *end-fire*, é fazer com que o atraso τ do sistema da Figura 1 seja modificado adaptativamente tal que seu valor seja igual ao valor de atraso da propagação do ruído entre os microfones. Usando diferentes valores de atraso podem-se obter padrões polares diferentes. Na Figura 2 são apresentados três padrões polares obtidos a partir do esquema apresentado na Figura 1. Em cada um deles, o atraso é definido como $\tau = k(d/c)$, onde d representa a distância entre os microfones, c é a velocidade do som no ar e k é uma constante. Para o traçado dos diagramas polares assume-se que sinais sonoros provenientes da frente do usuário do aparelho auditivo estejam associados ao ângulo de 0° (direção frontal) e que 180° esteja associado aos sinais sonoros provenientes das costas do usuário (direção traseira). As linhas grossas na Figura 2 representam linhas equipotenciais de ganho em função da direção de chegada do som, ou seja, o ganho é representado, em cada ângulo, pela distância da linha ao centro do círculo. A Figura 2a, chamada de cardióide, foi obtida utilizando-se $k=1$ e apresenta um nulo em 180° . Para $k=0,5$ tem-se o padrão polar da Figura 2b, chamado de hipercardióide, com nulos em 120° e 240° e, finalmente, para $k=0$ tem-se o padrão polar da Figura 2c, chamado de padrão bidirecional, com nulos em 90° e 270° . Na Figura 2a nota-se, por exemplo, que com o padrão cardióide os sons provenientes das costas do usuário são fortemente atenuados enquanto que no padrão bidirecional o mesmo ocorre para os sons laterais

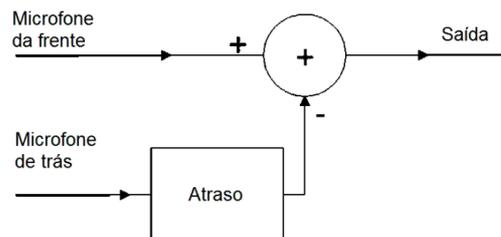


Figura 1: Típico sistema de processamento de direção com dois microfones onidirecionais em arranjo *end-fire*.

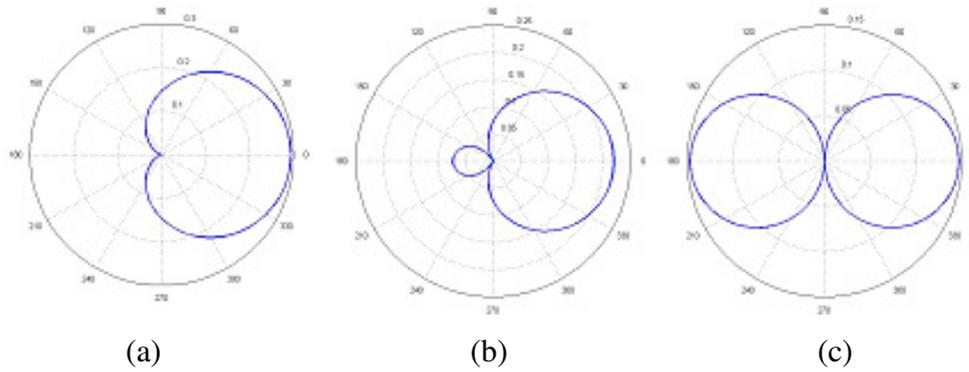


Figura 2: Três padrões polares típicos obtidos pelo sistema apresentado na Figura 1 usando diferentes valores de atraso. (a) Cardióide. (b) Hipercardióide. (c) Padrão bidirecional.

Assumindo-se que seja possível estimar precisamente o atraso de propagação do ruído entre os microfones, assumindo-se que os sinais de fala e ruído estejam presentes simultaneamente, ainda há o problema de como implementar o atraso necessário, uma vez que este atraso é geralmente fracionário. Por exemplo, se a frequência de amostragem for 16 kHz então o período de amostragem é $62,5\mu\text{s}$, no entanto, o maior valor de atraso, considerando $d = 10\text{ mm}$, é de aproximadamente $29,1\mu\text{s}$. Assim, é necessário fazer uso de um procedimento que realize o atraso amostral fracionário. Para tal, utilizou-se o filtro de Thiran [2] que é um filtro passa-tudo com atraso de grupo maximamente plano e seu projeto é apresentado na próxima Seção.

3.2 Filtro passa-tudo com atraso de grupo maximamente plano

Em 1971, Thiran propôs uma solução analítica para um filtro passa-baixas formado apenas por pólos (ou seja, sua função de transferência tem numerador igual a um) com uma resposta de atraso de grupo maximamente plano na frequência zero [2]. Como o atraso de grupo de um filtro passa-tudo é duas vezes o do filtro passa-baixas correspondente, as fórmulas de Thiran podem ser usadas para projeto de filtros passa-tudo usando-se metade do valor de atraso. O filtro de Thiran pode ser descrito da seguinte forma:

Seja N a ordem do filtro, τ o valor do atraso e λ um valor fracionário que torna a expressão $\tau = N + \lambda$ verdadeira, tem-se que a solução para os coeficientes do filtro passa-tudo é dada pela equação (1).

$$a_k = (-1)^k \binom{N}{k} \prod_{n=0}^N \frac{\tau - N + n}{\tau - N + k + n} \quad \text{para } k = 0, 1, 2, \dots, N \quad (1)$$

onde $\binom{N}{k} = \frac{N!}{k!(N-k)!}$ é um coeficiente binomial.

No filtro de Thiran é sempre assegurado que $a_0 = 1$ tal que o polinômio é automaticamente normalizado.

Como se pode perceber através de (1) os coeficientes são obtidos de forma fechada, o que torna o filtro de Thiran interessante para muitas aplicações práticas. Além disso, o filtro passa-tudo resultante possui garantia de estabilidade para um valor suficientemente grande de τ .

3.3 Filtragem adaptativa

Filtros adaptativos são filtros digitais capazes de automaticamente ajustar os seus parâmetros. A Figura 3 apresenta um esquema genérico de um processo de cancelamento utilizado em diferentes problemas na área de processamento de sinais. Em particular, o filtro é usado para processar o sinal de entrada de tal maneira que sua saída é uma estimativa do sinal desejado.



Figura 3: Esquema de um processo de filtragem e criação de um sinal de erro.

O processo de selecionar os parâmetros (coeficientes) do filtro de forma a minimizar o sinal erro $e(n)$ é conhecido como filtragem ótima.

Uma forma de encontrar uma solução ótima para os coeficientes do filtro é minimizar a função custo $E\{|e(n)|^k\}$, geralmente assumindo o erro quadrático médio (MSE, *mean square error*), onde $k=2$.

Um filtro adaptativo apresenta coeficientes que variam com o tempo (uma vez que eles são continuamente adaptados) de forma a rastrear quaisquer variações nas estatísticas do sinal.

Há dois tipos de abordagens largamente usadas no desenvolvimento de algoritmos adaptativos: a estocástica e a determinística. Os dois tipos têm muitas variações e levam a uma grande quantidade de algoritmos onde cada um oferece características próprias.

Um exemplo importante é o algoritmo de mínima média quadrática (LMS, *least-mean-square*) o qual é o algoritmo mais largamente usado em aplicações de filtragem adaptativa. Neste, o valor instantâneo do sinal erro é utilizado como uma estimativa do erro quadrático médio.

3.3.1 Método do gradiente estocástico

É um método iterativo para obter a solução ótima. Os algoritmos de gradiente estocástico têm como principal vantagem a baixa complexidade. Possuem desempenho adequado para superfícies sem mínimos locais. De uma forma geral, os diversos algoritmos de gradiente estocástico são determinados a partir da equação (2).

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

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

Para diminuir a complexidade computacional foram desenvolvidos algoritmos simples que fazem a estimativa do gradiente estocástico. Dentre eles encontram-se o algoritmo LMS e o LMS Normalizado (NLMS, *Normalized Least Mean Square*), muito utilizados na prática.

3.3.2 Algoritmo LMS

O algoritmo LMS foi inicialmente proposto em 1960 por Widrow e Hoff [6]. É um método de gradiente estocástico que utiliza o valor instantâneo do erro quadrático $e^2(n)$ como estimativa da função de custo calculada por $E\{e^2(n)\}$.

Por ser simples e robusto o LMS é o algoritmo de filtragem adaptativa mais usado na prática. A estimativa do gradiente da função de custo é obtida da seguinte forma:

$$J_{SupErro} = E\{e^2(n)\} \cong e^2(n)$$

$$\vec{\nabla} E\{e^2(n)\} \cong \frac{\partial e^2(n)}{\partial \vec{w}} = \left[\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_0} \quad \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_{N-1}} \right]^T$$

$$\vec{\nabla} E\{e^2(n)\} = 2e(n) \begin{bmatrix} \frac{\partial e(n)}{\partial w_0} & \frac{\partial e(n)}{\partial w_1} & \dots & \frac{\partial e(n)}{\partial w_{N-1}} \end{bmatrix}^T$$

$$\vec{\nabla} E\{e^2(n)\} = 2e(n) \vec{x}(n)$$

onde $\vec{x}(n) = [x(n) \quad x(n-1) \quad \dots \quad x(n-N+1)]^T$. Assim, os coeficientes do filtro LMS são obtidos conforme a equação (3).

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

onde 2η é uma constante, substituindo-a pelo parâmetro μ (passo de adaptação ou de aprendizagem) chega-se na equação (4).

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

Como se pode ver, o LMS é extremamente simples, pois não requer o cálculo de médias nem derivadas, o que simplifica consideravelmente sua implementação.

A cada iteração o algoritmo calcula uma nova estimativa da solução ótima na tentativa de minimizar o erro quadrático médio do sistema. O passo de adaptação μ influi diretamente na velocidade de convergência e, portanto, é responsável pelo desempenho do processo de adaptação. Isso significa que à medida que o vetor de coeficientes se aproxima do mínimo da função de custo, o algoritmo deveria utilizar passos cada vez menores, a fim de aumentar a precisão do processo.

Na equação (4) pode-se ver que o vetor de coeficientes $w(n+1)$ depende da entrada $x(n)$. Quando $x(n)$ é grande então o filtro LMS sofre de um problema de amplificação do gradiente de ruído (Gradient noise amplification). Uma forma de resolver este problema é normalizar o sinal de entrada. Fazendo essa variação do LMS obtém-se o LMS normalizado descrito na próxima seção.

3.3.3 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. Usando a equação (5)

$$\mu = \frac{\beta}{\vec{x}^T(n) \vec{x}(n) + \delta} \quad (5)$$

tem-se o passo de convergência inversamente proporcional à potência do sinal de entrada $x(n)$. Então a equação de atualização do NLMS é dada pela equação (6).

$$\vec{w}(n+1) = \vec{w}(n) - \frac{\beta}{\vec{x}^T(n) \vec{x}(n) + \delta} e(n) \vec{x}(n) \quad (6)$$

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

3.4 Medidas objetivas de qualidade

Um dos principais atributos que deve ser preservado ou melhorado nos algoritmos de *speech enhancement* (“melhoramento” da fala) é a inteligibilidade de fala. Porém, inteligibilidade de fala não garante que a fala seja natural ou agradável, ou seja, de boa qualidade. Assim, há a necessidade de medir outros atributos do sinal além da inteligibilidade.

Fazer uma avaliação confiável da qualidade de fala pode ser considerada uma tarefa mais desafiadora que a tarefa de avaliar a inteligibilidade de fala. Isto se deve ao fato de que um julgamento de qualidade de fala é altamente subjetivo e a confiabilidade das medidas subjetivas se tornam um problema.

O método de avaliação subjetiva de qualidade mais usado é o método de julgamento em categorias no qual os ouvintes dão nota à qualidade do sinal teste usando uma escala numérica de um a cinco; onde cinco indica qualidade excelente e um, insatisfatório ou ruim. A medida de qualidade do sinal teste é calculada fazendo a média das pontuações obtidas de todos os ouvintes. Esta pontuação média é chamada de *Mean Opinion Score* (MOS).

Os testes subjetivos de audição são considerados os mais confiáveis para medida de qualidade de fala. Estes testes, no entanto, podem ser muito demorados, requerendo em muitos casos acesso a ouvintes treinados. Por estas razões é que se tem estudado a criação de medidas objetivas de qualidade de fala.

As medidas objetivas requerem em geral acesso ao sinal de fala original e algumas só podem modelar o processamento de baixo-nível (por exemplo, efeito de máscara) do sistema auditivo. Mesmo assim, algumas destas medidas objetivas têm boa correlação com os testes de audição subjetivos como o MOS.

As medidas objetivas de qualidade de voz são implementadas primeiramente segmentando-se o sinal de fala em blocos de 10 a 30 milissegundos e então é calculada a medida de distorção entre o sinal original e o sinal processado. Uma medida global de

distorção de fala é calculada fazendo-se a média das medidas de distorção de cada bloco de fala. O cálculo da medida de distorção pode ser feito no domínio do tempo ou no domínio da frequência. Para as medidas no domínio da frequência, assume-se que quaisquer distorções ou diferenças detectadas na magnitude do espectro estão relacionadas à qualidade de voz. As medidas de distorção não são medidas de distância no sentido estrito por não obedecerem a todas as propriedades de uma distância métrica e também não são necessariamente simétricas (experimentos psico-acústicos sugerem que as medidas de distância não sejam simétricas).

Várias medidas objetivas foram avaliadas, particularmente para aplicações de codificação de voz. Aqui são apresentadas apenas três, definidas em sequência.

– Razão sinal-ruído segmentada

A medida de razão sinal/ruído segmentada pode ser obtida no domínio do tempo ou da frequência. A medida no domínio do tempo figura entre as mais simples medidas objetivas usadas para avaliar algoritmos de processamento de fala. Ela é baseada na média geométrica da razão sinal/ruído ao longo de todos os *frames* do sinal de fala e é calculada a partir do sinal de entrada (limpo) e do sinal processado. Quando calculada no domínio frequência este método é chamado de *frequency weighted segmental SNR* (fwSNRseg). Esta medida foi avaliada em [8] e demonstrou ter alta correlação com os testes de audição subjetivos.

– Razão logarítmica de verossimilhança

Várias medidas objetivas foram propostas baseadas na dissimilaridade entre modelos *all-pole* (somente pólos) dos sinais limpo e processado [8]. Estas medidas assumem que em intervalos curtos de tempo, a fala pode ser representada por um filtro *all-pole* de p -ésima ordem. Uma das medidas de distância espectral baseada em LPC (*linear predictive coding*) mais comum usada para avaliar os algoritmos de *speech enhancement* é a *log-likelihood ratio* (LLR, razão logarítmica de verossimilhança). Uma interpretação da medida LLR é que ela representa a razão das energias da predição residual dos sinais limpo e processado.

– Avaliação perceptiva da qualidade de voz

A maioria das medidas objetivas precedentes mostrou-se adequada para a avaliação somente de um intervalo limitado de distorções que não incluem distorções comumente encontradas quando a fala é enviada através de redes de telecomunicações. Perda de pacotes,

atraso de sinal e distorções de codec, por exemplo, fariam com que as medidas objetivas produzissem predições imprecisas da qualidade de voz. A avaliação perceptiva da qualidade de voz (PESQ, *perceptual evaluation of speech quality*) foi selecionada como a Recomendação ITU-T P.862 [13]. (International Telecommunications Union), pois apresenta forte correlação ao MOS.

4 TOPOLOGIAS ANALISADAS

Luo et al [1] propôs um esquema de formação de nulo adaptativo (direcionalidade adaptativa) prático e eficiente para dois microfones omnidirecionais em arranjo *end-fire* que são usados em aparelhos auditivos. Este esquema de formação de nulo adaptativo é baseado na combinação adaptativa de dois padrões polares fixos que atuam para posicionar o nulo do padrão polar da saída na direção do ruído. Em [4], Silva faz um estudo do algoritmo de formação de nulo (*null-forming*) proposto em [1] e propõe modificações para melhorar seu desempenho. Estas duas proposições são apresentadas nas seções seguintes.

4.1 Algoritmo proposto por Luo et al [1]

A combinação adaptativa dos dois padrões polares fixos é realizada simplesmente atualizando um ganho $w(n)$ na sequência de uma das unidades de padrão polar conforme a Figura 4. O valor deste ganho é atualizado minimizando-se a potência de saída do sistema. Este sistema é muito simples porque requer apenas um ganho adaptativo.

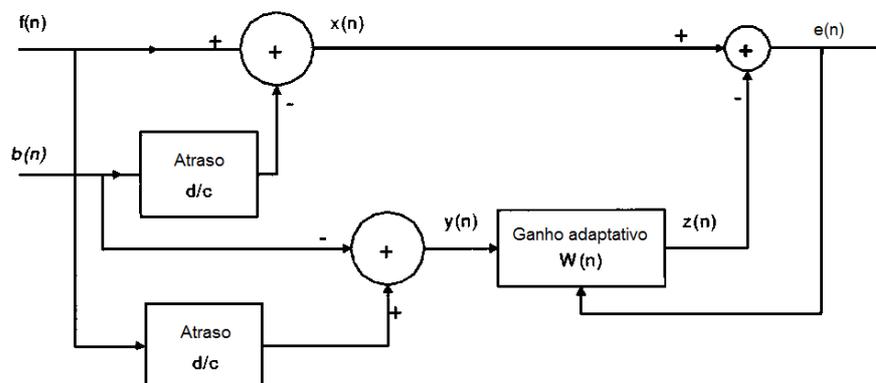


Figura 4: Esquemático do sistema de formação de nulo adaptativo proposto por Luo et al [1].

Em [1], Luo et al fazem as seguintes contribuições:

- 1) Estabelecem uma bijeção entre o tempo de atraso e o ganho adaptativo para formar um nulo;
- 2) Provam que esta bijeção é independente da frequência para as configurações relacionadas;
- 3) Provam que a forma completa do padrão polar resultante da mudança do ganho adaptativo é exatamente a mesma que a forma completa do padrão polar resultante alterando o tempo de atraso;
- 4) Derivam o valor do ganho ótimo para o caso em que o sinal alvo e o ruído estão presentes simultaneamente. É demonstrado que o sistema correspondente tem a máxima relação sinal-ruído (SNR).

4.1.1 Equivalência entre o ganho adaptativo e o atraso de propagação do ruído

No sistema proposto, apresentado na Figura 4, os sinais captados pelo microfone frontal e traseiro são definidos como $f(n)$ e $b(n)$, respectivamente. As demais variáveis são: d/c unidade de atraso em dois canais; $e(n)$ saída do sistema; $W(n)$ ganho adaptativo; e $z(n)$ saída da unidade de processamento do ganho adaptativo

A partir da Figura 4 pode-se demonstrar que o padrão polar de $x(n)$ é cardióide com nulo em 180° e o padrão polar de $y(n)$ é cardióide com nulo em 0° . O padrão polar da saída do sistema completo $e(n)$ é a combinação de $x(n)$ e $y(n)$ através do ganho $W(n)$. A relação do nulo da saída do sistema com o ganho $W(n)$ é dada pela equação (7).

$$W(n) = -\frac{\text{sen}\left(\pi f \frac{d}{c} (1 + \cos(\theta_{\text{nulo}}))\right)}{\text{sen}\left(\pi f \frac{d}{c} (1 - \cos(\theta_{\text{nulo}}))\right)} \quad (7)$$

onde f é a frequência do sinal e θ_{nulo} é o ângulo de nulo ao longo da linha entre os dois microfones. Entretanto, Luo et al [1] mostraram que o ganho $W(n)$ pode ser aproximado pela equação (8).

$$W(n) = -\frac{1 + \cos(\theta_{\text{nulo}})}{1 - \cos(\theta_{\text{nulo}})} \quad (8)$$

Este resultado significa que a relação entre o nulo e o ganho independe da frequência. De fato, a diferença entre as equações (7) e (8) é bem pequena, especialmente quando θ_{nulo} está no intervalo de 90° a 180° . Quanto mais baixa a frequência, menor será a diferença.

Sendo τ o atraso na Figura 1, pode-se chegar em:

$$\tau = \frac{1 + W(n) d}{1 - W(n) c} \quad (9)$$

Assim, é demonstrada uma relação única entre o atraso e o ganho adaptativo, de forma que os sistemas da Figura 1 e da Figura 4 fornecem o mesmo padrão polar.

Estes resultados sugerem que os padrões polares da saída do sistema $e(n)$ para todas as frequências podem ser obtidos pela atualização do ganho $W(n)$ mantendo a forma dos padrões polares obtidos pelo esquema da Figura 1 com o valor de atraso τ determinado pela equação (9).

4.1.2 Estimativa do ganho adaptativo

Pode-se demonstrar que minimizar a potência da saída $e(n)$ equivale a minimizar a potência do ruído contido na saída $e(n)$, pois os sinais de fala e ruído são não-correlacionados. O ganho ótimo W_{opt} que minimiza a potência de

$$E[e^2(n)] = E[(x(n) - W(n)y(n))^2] = R_{xx} - 2W(n)R_{xy} + W^2(n)R_{yy} \quad (10)$$

é dado por:

$$W_{opt} = \frac{R_{xy}}{R_{yy}} \quad (11)$$

onde R_{xx} é a potência de $x(n)$, R_{yy} a potência de $y(n)$ e R_{xy} é a correlação cruzada entre $x(n)$ e $y(n)$. Note-se que a equação (10) é uma função quadrática com um único mínimo W_{opt} . Dessa forma, o nulo do sistema sempre será na direção do ruído.

Para atualizar o ganho ótimo W_{opt} podem ser aplicados algoritmos adaptativos, como por exemplo o algoritmo LMS, o NLMS, ou ainda o RLS (*Recursive Least Squares*), pois a função (10) é um problema típico de otimização quadrática com um coeficiente. Entretanto, no esquema proposto em [1] é usado um algoritmo adaptativo *frame-by-frame*, já que outros processamentos em aparelhos auditivos costumam ser realizados desta forma. Assim, para calcular o ganho ótimo, primeiramente calculou-se a estimativa da potência de $y(n)$ e a correlação cruzada entre $x(n)$ e $y(n)$ no m -ésimo *frame*. Seja M a quantidade de amostras em cada *frame*, então a estimativa da correlação cruzada de $x(n)$ e $y(n)$ foi determinada por:

$$\hat{R}_{xy}(m) = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M x(n) y(n) \quad (12)$$

Enquanto que a estimativa da potência de $y(n)$ foi dada por:

$$\hat{R}_{yy}(m) = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M y^2(n) \quad (13)$$

Para obter uma estimativa mais acurada, outra opção proposta foi:

$$\hat{R}_{xy}(m) = \frac{\alpha}{M} \sum_{n=1}^M x(n) y(n) + \beta \hat{R}_{xy}(m-1) \quad (14)$$

$$\hat{R}_{yy}(m) = \frac{\alpha}{M} \sum_{n=1}^M y^2(n) + \beta \hat{R}_{yy}(m-1) \quad (15)$$

onde α e β são fatores ajustáveis tais que $\alpha, \beta \in [0,1]$ e $\alpha + \beta = 1$. É fácil verificar que se $\alpha=1$ e $\beta=0$ as equações (14) e (15) igualam-se às equações (12) e (13).

4.2 Modificações propostas por Silva [4]

Silva [4] faz uma análise da estrutura apresentada em [1] e mostra que com algumas modificações a proposta original pode ser melhorada em diferentes aspectos. Além de verificar que o sistema original tem resposta em frequência não plana, Silva também evidencia que o esquema proposto em [1] não faz uso de algoritmos para detecção de atividade de voz. Em [1] a estratégia para evitar o cancelamento do sinal de voz é feita limitando-se o ganho W de forma que seu módulo seja menor que a unidade, uma vez que para ângulos de chegada do ruído menores que 90° o ganho W torna-se menor que -1; nos outros casos o ganho é definido entre zero e um. Embora o cancelamento da voz seja evitado (visto que se assume que o sinal de interesse se encontra entre -90° e $+90^\circ$), a estimativa do ruído fica contaminada pelo sinal de fala, degradando o desempenho do sistema. Ainda em [4] são expostos problemas relacionados à utilização de apenas um coeficiente para o filtro. É afirmado que apenas um coeficiente não é capaz de anular todas as frequências de um sinal com origem em um ângulo qualquer. Em outras palavras, a estimativa de $z(n)$ do ruído presente em $x(n)$ é bastante deficiente quando se usa apenas um coeficiente adaptativo. Além disso, é dito que os autores de [1] fazem uma análise apenas voltada para o cancelamento do ruído e parecem ter ignorado a distorção espectral sofrida pelo sinal de fala proveniente do ângulo 0° . Com isso, Silva [4] desenvolveu uma nova análise da estrutura descrita nos moldes de um problema de filtragem adaptativa, modelando não apenas os sinais dos dois microfones, mas o sinal de fala e o sinal de ruído.

4.2.1 Análise segundo Silva [4]

Nesta análise são considerados dois sinais, um de fala, $s(t)$, com origem imediatamente em frente ao usuário, ou seja, ângulo de 0° em relação a uma reta que passa pelos dois microfones, e outro que é considerado ruído, $r(t)$, com origem a um ângulo θ do ponto intermediário da reta entre os dois microfones. Nesta análise os atrasos amostrais fracionários continuam sendo considerados ideais e ao invés de um simples ganho $W(n)$, o bloco W é considerado um filtro transversal não-causal de comprimento infinito.

Supõe-se, sem perda de generalidade, que no microfone frontal chegam os dois sinais com fase zero e amplitude unitária. Se as distâncias entre as fontes destes sinais e o conjunto de microfones (instalado no aparelho auditivo) forem muito maiores que a distância entre os dois microfones, pode-se dizer que no microfone traseiro os sinais são iguais aos do microfone da frente, porém com os respectivos atrasos. Ou seja,

$$f(n) = s(n) + r(n) \quad (16)$$

$$b(n) = s(n - d/c) + r(n - d \cos(\theta)/c) \quad (17)$$

onde $s(n)$ é o sinal de fala, $r(n)$ é o sinal de ruído, $f(n)$ é o sinal do microfone da frente e $b(n)$ é o sinal no microfone traseiro. Os sinais $x(n)$ e $y(n)$ ficam definidos como:

$$x(n) = f(n) - b(n - d/c) \quad (18)$$

$$y(n) = f(n - d/c) - b(n) \quad (19)$$

Substituindo-se as equações (16) e (17) nas equações (18) e (19), obtêm-se:

$$x(n) = s(n) - s(n - 2d/c) + r(n) - r(n - d(1 + \cos(\theta))/c) \quad (20)$$

$$y(n) = r(n - d/c) - r(n - d \cos(\theta)/c) \quad (21)$$

Percebe-se que $x(n)$ é uma composição de versões atrasadas dos dois sinais, e em $y(n)$, devido ao cancelamento da parcela do sinal de fala, resta apenas o ruído com um atraso diferente dos atrasos verificados em $x(n)$. Desta forma, pode-se modelar de maneira diferente o diagrama de blocos do sistema, no qual as entradas são o sinal de fala e o ruído, que passam por diferentes sistemas lineares resultando então em $x(n)$ e $y(n)$. Este sistema é mostrado na Figura 5. Partindo das equações (20) e (21), as funções de transferência dos blocos no domínio da frequência podem ser descritas pelas equações a seguir:

$$H_1(f) = 1 - e^{-j2\pi f d(1 + \cos\theta)/c}$$

$$H_2(f) = -e^{-j2\pi f d \cos \theta/c} + e^{-j2\pi f d/c}$$

$$\Delta(f) = 1 - e^{-j4\pi f d/c}$$

Pela simples observação da Figura 5 pode-se perceber que idealmente o efeito do filtro W deve ser o inverso do bloco H_2 multiplicado por H_1 , ou seja:

$$W(n) = H_2^{-1} H_1 = \frac{1 - e^{-j2\pi f d (1+\cos \theta)/c}}{-e^{-j2\pi f d \cos \theta/c} + e^{-j2\pi f d/c}} = -\frac{\text{sen} \left(\pi f \frac{d}{c} (1 + \cos(\theta_{nulo})) \right)}{\text{sen} \left(\pi f \frac{d}{c} (1 - \cos(\theta_{nulo})) \right)} \quad (22)$$

Nota-se que a equação (22) é idêntica à equação (7) obtida por Luo et al [1]. Este desenvolvimento permite perceber mais claramente que se trata de um filtro com realimentação e que, exceto nos casos em que o ângulo é 90° ou 180° , o filtro W_{opt} possui resposta ao impulso infinita.

Pela resposta do filtro ideal, percebe-se que não há dependência da resposta em fase com a frequência, fazendo com que se torne interessante a utilização de um filtro com fase linear. Para tal é necessário utilizar um filtro FIR não-causal o qual pode ser obtido utilizando um filtro com número ímpar de coeficientes L , incluindo um atraso no caminho do sinal $x(n)$ até o somador de $(L-1)/2$ amostras.

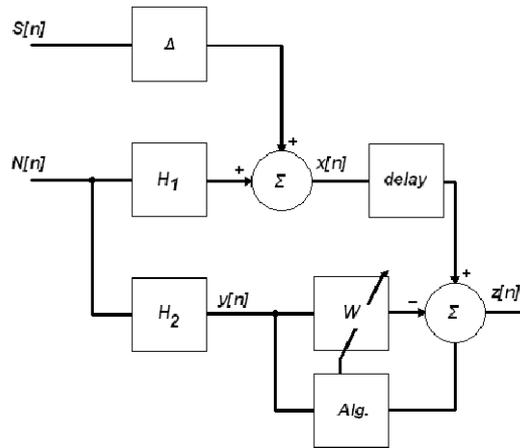


Figura 5: Novo modelo do sistema em que os sinais de entrada são os sinais de fala e de ruído e inclui um atraso para obtenção do filtro com fase linear.

5 MATERIAIS E MÉTODOS

Os algoritmos [1] e [4] foram implementados no software Matlab de forma a possibilitar as comparações de desempenho em um ambiente controlado. Inicialmente foi utilizado o filtro de Thiran para simular o atraso de propagação de sinais artificiais entre os dois microfones e posteriormente foram utilizados sinais reais adquiridos em uma câmara semi-aneecóica.

5.1 Banco de sinais reais

No estudo de sistemas de microfonia direcional (*beamforming*) adaptativa para aparelhos auditivos é necessário fazer simulações com sinais reais obtidos em local não reverberante. Para tanto foi utilizado um banco de sinais de fala e ruído, gravado pelo estudante de mestrado Thiago Gasparino, disponível no Laboratório de Processamento Digital de Sinais da Universidade Federal de Santa Catarina. Os sinais de áudio foram adquiridos originalmente em uma câmara semi-aneecóica com frequência de amostragem 44,1 kHz e 16 bits de resolução. Utilizaram-se dois microfones para a captura dos sinais os quais foram gravados em estéreo no formato Windows PCM (*.wav). Este banco de sinais foi obtido através de duas baterias de aquisições: com o aparelho auditivo em um manequim e em um pedestal. Para estas duas baterias estão disponíveis os seguintes tipos de ruídos e falas:

- **1º item:** Ruídos.

- 5 tipos de ruído,
- 1 minuto de gravação por tipo de ruído,
- 15 ângulos (90°:15°:270°).

- **2º item:** Fala a 0°.

- 4 tipos de fala,
- 5 minutos de gravação por tipo de fala, contando texto e frases.
- 1 ângulo (0°).

- **3º item:** Fala a $\pm 10^\circ$.

- 4 tipos de fala,
- 1 minuto apenas para cada tipo de fala por ângulo,

- **2** ângulos (10° e 350°).

- 4º item: Fala + ruído.

- **1** tipo de fala,
- **2** tipos de ruído,
- **1** minuto por gravação,
- **3** ângulos (90°, 180°, 270°).

Os sinais de ruído são: ruído branco; um conjunto de ruídos gravados de ar condicionado, de um computador (*cooler*) e dentro de um restaurante (*multitalker babble*) e também um sinal de fala. Os sinais de fala foram gravados por quatro locutores com características diferentes: voz masculina grave, voz masculina aguda, voz feminina grave e voz feminina aguda. Para separar as frases, textos, ruídos e canais (esquerdo e direito, que representam os microfones de trás e da frente respectivamente) utilizou-se o programa de edição de áudio CoolEdit 2000. Como boa parte dos aparelhos auditivos trabalha na frequência de amostragem de 16 kHz todos os sinais foram, portanto, convertidos para esta taxa de frequência.

6 RESULTADOS

Foram analisados os dois esquemas propostos e os resultados de simulação e comparação são apresentados a seguir.

6.1 Esquema de Luo et al [1]

Para a implementação do esquema proposto por Luo et al [1] utilizou-se um sinal aleatório com distribuição normal como ruído e um sinal senoidal amplitude unitária representando o sinal de fala. Foram processadas 1000 amostras sendo que cada *frame* continha 56 amostras. O sistema físico simulado reproduz o atraso real entre os microfones, distanciados de 16 mm e velocidade do som 341 m/s. O sinal de fala e o sinal de ruído estão presentes simultaneamente. Foi considerada uma frequência de amostragem de 16 kHz, muito comum em aparelhos auditivos. Utilizou-se $\alpha=1$ e $\beta=0$.

Um equalizador foi usado para complementar o processo de filtragem e ajustar o ganho da saída do sistema. Este equalizador não faz parte do sistema apresentado por Luo, mas é recomendado para manter as características do sinal de fala original. O equalizador foi projetado através de um filtro de Butterworth digital passa-baixas de primeira ordem com frequência de corte normalizada a $400/sr$, onde sr é a frequência de amostragem. A função de transferência do filtro é apresentada na equação (23).

$$H(z) = \frac{0,03780 + 0,03780 z^{-1}}{1 - 0,92439 z^{-1}} \quad (23)$$

À equação (23) é agregado um ganho na frequência de $f = 200$ Hz, calculado conforme a equação (24), onde d é a distância entre os microfones e c é velocidade do som no ar.

$$K_1 = 1,02 \cdot \frac{0,5}{\sin(2\pi \cdot f \cdot d/c)} = 8,6366 \quad (24)$$

Portanto, a função de transferência do equalizador é dada pela equação (25).

$$H(z) = K_1 \frac{0,03780 + 0,03780 z^{-1}}{1 - 0,92439 z^{-1}} = \frac{0,32650 + 0,32650 z^{-1}}{1 - 0,92439 z^{-1}} \quad (25)$$

Para um sinal de 500 Hz e ângulo de chegada do ruído de 90° , tem-se, na Figura 6, os gráficos do sinal após cada etapa de processamento.

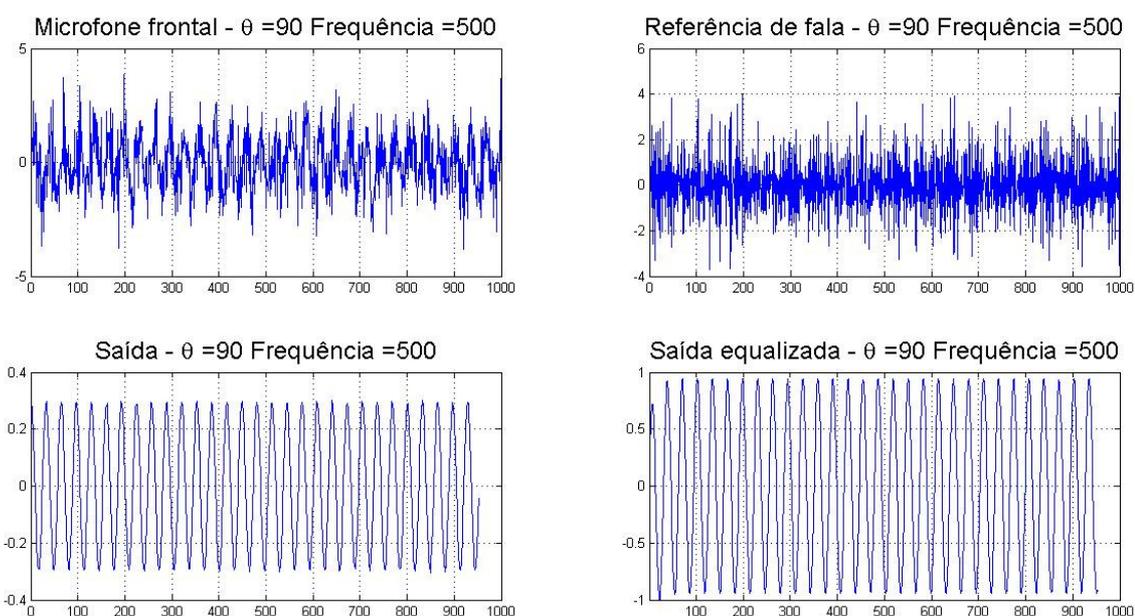


Figura 6: Sinal após cada etapa de processamento. Sinal de 500 Hz e ângulo de chegada de ruído de 90° .

Percebe-se que de fato o esquema de Luo cancela o ruído, comprovando, assim, a capacidade deste sistema em fornecer direcionalidade adaptativa. Vale notar que o sistema originalmente proposto por Luo não considera o uso de um equalizador na saída. Apesar disso, o sistema é eficiente para todos os ângulos de chegada do ruído.

Representando-se um componente do sinal de fala por um sinal senoidal de amplitude unitária e frequência de 500 Hz e fazendo com que seu ângulo de chegada varie de 0° a 360° obtém-se, na Figura 7 os padrões polares da saída $e(n)$. Note que há redundância de padrão polar do ângulo com seu complementar¹, isto é, o padrão polar do sistema cujo ângulo de chegada do ruído é θ é igual ao padrão polar do sistema cujo ângulo de chegada do ruído é $360^\circ - \theta$.

A direção do nulo da saída do sistema $e(n)$ é localizada em ângulos menores que 90° , (hemisfério frontal) quando o valor do ganho $W(n)$ for menor que -1. Nesse caso, o sinal de fala advindo do hemisfério frontal pode ser cancelado. Para evitar este problema, o intervalo dinâmico do ganho $W(n)$ é feito tal que compreenda a faixa de -1 a 0.

Para verificar se o sistema é realmente independente da frequência, mostram-se na Figura 8 os padrões polares da saída do sistema $e(n)$ considerando um sinal senoidal de 3000 Hz.

¹ Ângulos complementares são ângulos que somados dão 360° .

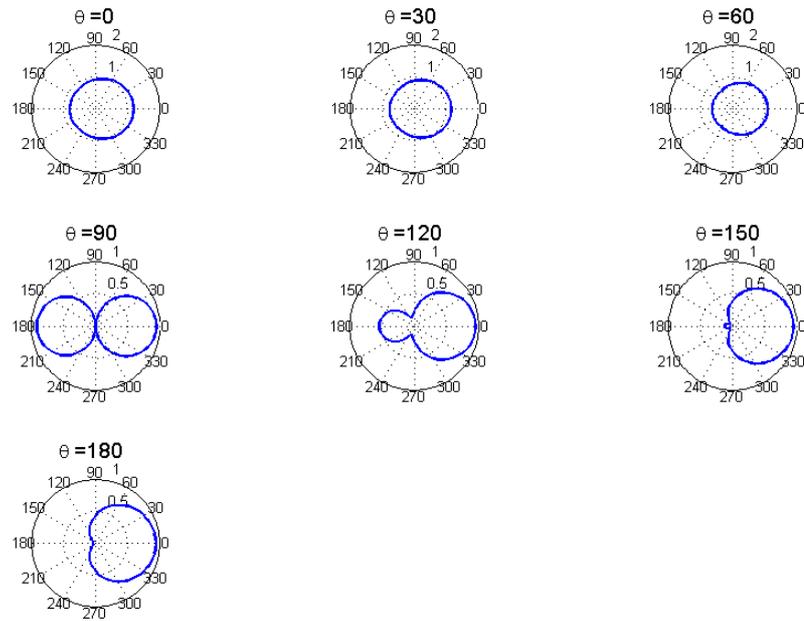


Figura 7: Padrões polares da saída do sistema $e(n)$ para um sinal senoidal de 500 Hz e $W(n)$ entre -1 e 0.

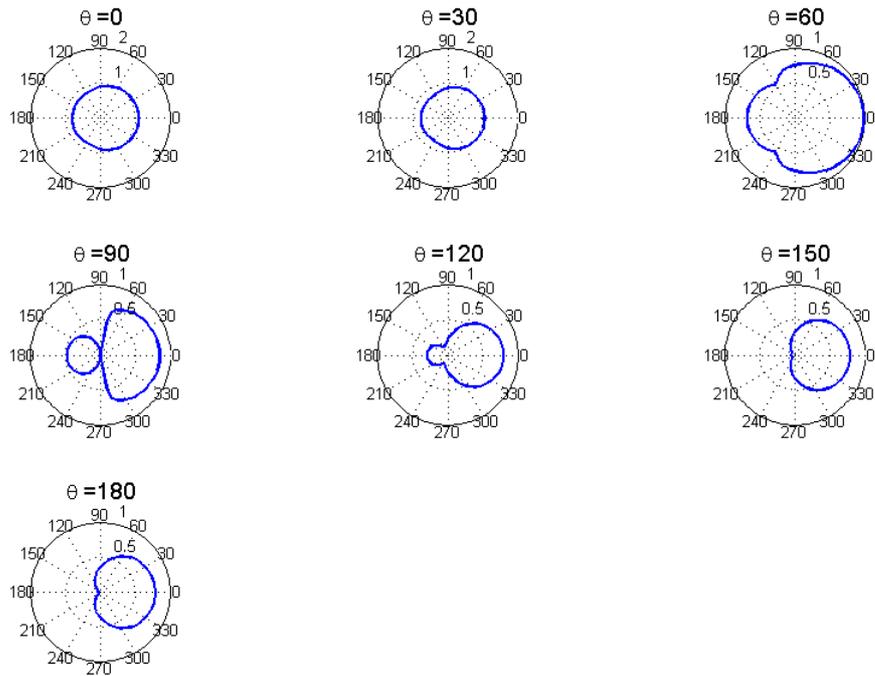


Figura 8: Padrões polares da saída do sistema $e(n)$ para um sinal senoidal de 3000 Hz e $W(n)$ entre -1 e 0.

Os padrões polares para um sinal alvo de 3000 Hz, Figura 8, são parecidos com os diagramas polares para o sinal alvo de 500 Hz mostrados na Figura 7, mantendo as regiões de nulo apontadas para a direção de chegada do ruído, entretanto estão longe de serem idênticos.

6.2 Esquema de Silva [4]

Para a implementação do esquema proposto por Silva [4] utilizou-se um sinal aleatório com distribuição normal como ruído e um sinal senoidal com amplitude unitária representando o sinal de fala. Foram processadas 10000 amostras. O sistema físico foi simulado, reproduzindo o atraso entre microfones distanciados de 16 mm, e velocidade do som de 341 m/s. Foi considerada uma frequência de amostragem de 16 kHz, comumente utilizada em aparelhos auditivos. Neste esquema é utilizado o algoritmo LMS com passo de adaptação $\mu=0,001$. Um equalizador, filtro de Butterworth é usado para complementar o processo de filtragem e ajustar o ganho da saída do sistema, tal qual o apresentado na seção 6.1.

Silva [4] diz que é desejável usar uma quantidade maior de coeficientes para a implementação do filtro, o que melhoraria a filtragem, e em seu trabalho verifica-se que com sete coeficientes obtém-se uma boa resposta do sistema. No entanto, para uma análise inicial usou-se apenas um coeficiente para o filtro $W(n)$, visando uma menor complexidade do algoritmo e também de forma a permitir uma comparação mais justa com o algoritmo proposto por Luo et al [1]. As simulações utilizaram um detector de fala ideal.

Para um sinal de 500 Hz e ângulo de chegada do ruído de 90°, tem-se, na Figura 9, os gráficos do sinal após cada etapa de processamento. A Figura 10 mostra a convergência do ganho $W(n)$ através do algoritmo LMS.

Os resultados apresentados do sinal após cada etapa de processamento são semelhantes aos obtidos com o algoritmo de [1].

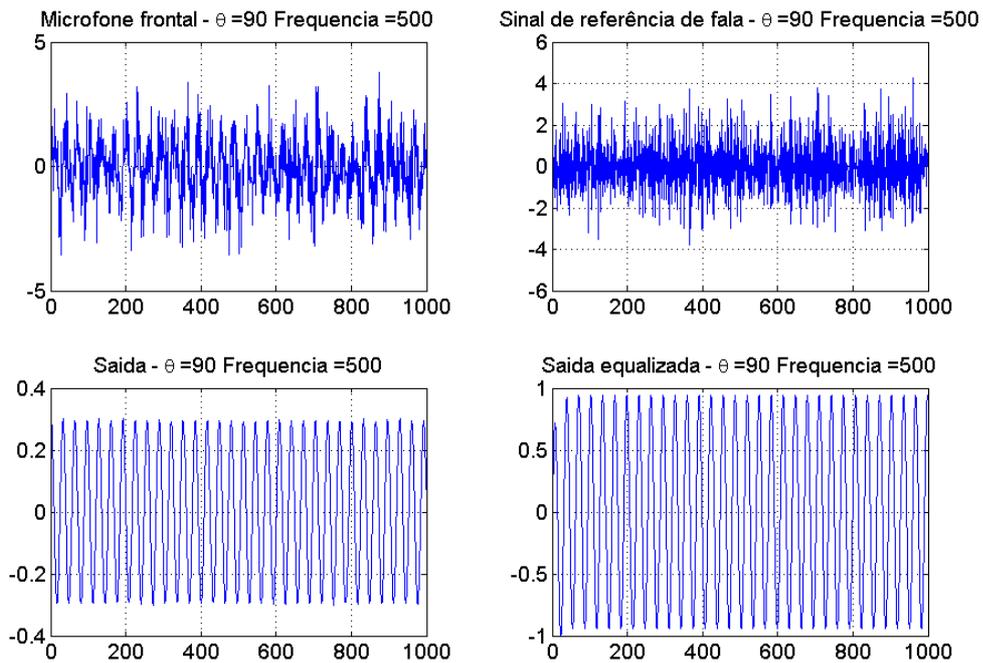


Figura 9: Sinal após cada etapa de processamento. Sinal de 500 Hz e ângulo de chegada de ruído de 90° .

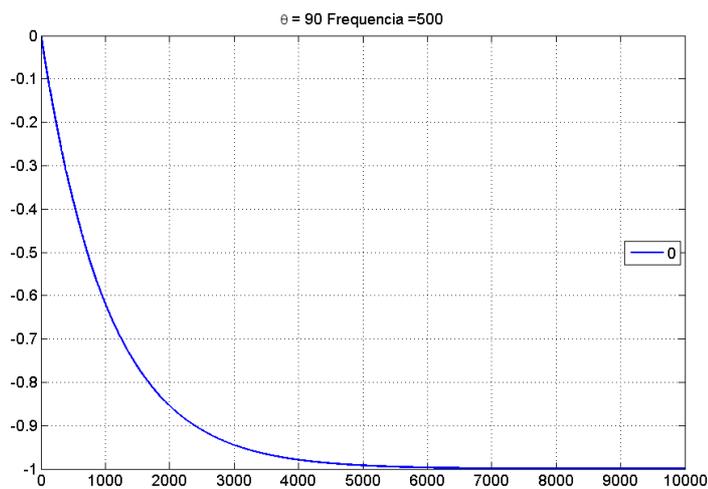


Figura 10: Convergência de $W(n)$ para sinal senoidal de 500 Hz e ângulo de chegada de ruído de 90° .

Representando-se um componente do sinal de fala por um sinal senoidal de amplitude unitária e frequência de 500 Hz e fazendo com que seu ângulo de chegada varie de 0° a 360° obtém-se, na Figura 11 os padrões polares da saída $e(n)$ para cada ângulo de chegada do sinal de ruído θ no intervalo de 0° a 180° em intervalos de 30° . As mesmas considerações feitas sobre o ganho W de [1] são válidas neste esquema, ou seja, também devem-se limitar os valores de W na faixa de -1 a zero.

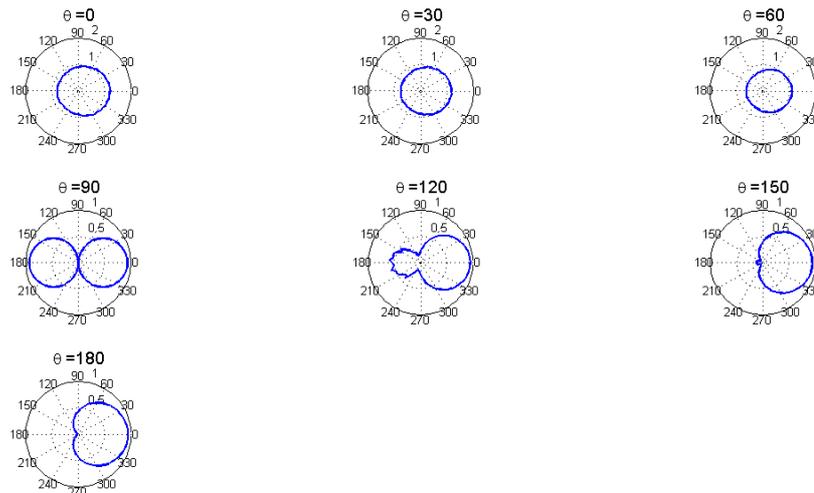


Figura 11: Padrões polares da saída do sistema $e(n)$ para um sinal senoidal de 500 Hz.

Para verificar se o sistema é realmente independente da frequência, mostram-se, na Figura 12, os padrões polares da saída do sistema $e(n)$ considerando um sinal senoidal de 3000 Hz.

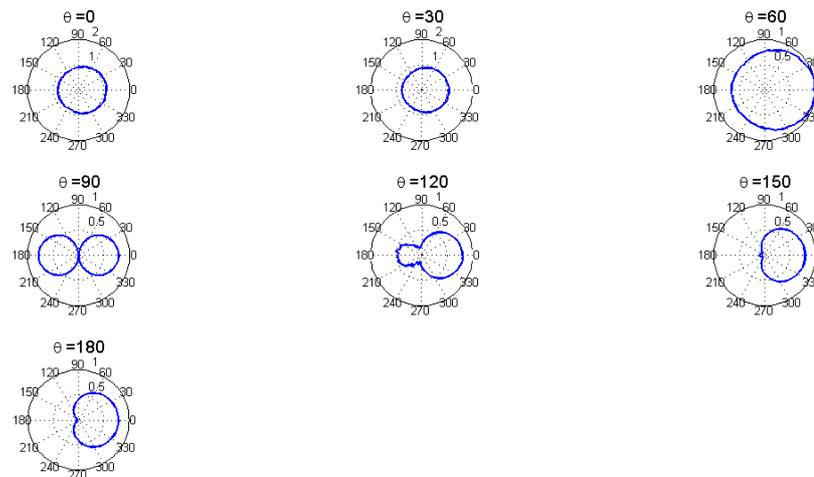


Figura 12: Padrões polares da saída do sistema $e(n)$ para um sinal senoidal de 3000 Hz.

Pode-se notar que os diagramas polares para o sinal de 3000 Hz representados na Figura 12 são muito semelhantes aos do sinal de 500 Hz na Figura 11.

Neste sentido, o algoritmo de Silva [4] é mais vantajoso que o algoritmo de Luo et al [1], já que o último não apresenta variação significativa com a frequência nos diagramas polares e ganhos adaptativos W , como foi previsto por Silva.

6.3 Medidas Objetivas de Qualidade

Para a avaliação do algoritmo de direcionalidade adaptativa de [1] foram utilizadas três medidas objetivas de qualidade: fwSNRseg, LLR e PESQ. Os valores das medidas foram obtidos a partir dos códigos apresentados em [8]. Para a medida PESQ, ainda foi utilizado um código que implementa um ajuste de nível dos sinais, conforme a Recomendação P.830 da ITU-T [12].

Lembrando que o intervalo da medida fwSNRseg varia de [-10, 35] dB; o intervalo do LLR é [0, 2] e o intervalo do PESQ é [1,0, 4,5]. Onde quanto maior o valor, melhor é a qualidade de voz.

Foi realizada a avaliação do algoritmo sob duas formas diferentes com os sinais gravados em um aparelho auditivo colocado em um pedestal. Na primeira considera-se a presença simultânea dos sinais de fala e ruído, que seria o caso realizado na prática.

Os valores apresentados na Tabela 1 são comparações entre as medidas objetivas de qualidade entre o sinal no microfone frontal e o sinal de fala original (limpo) e o sinal de saída do sistema de direcionalidade com o sinal de fala original. Assim, pode-se ver a melhoria no sinal de voz dado pelo sistema.

Foram feitas as medidas para os ângulos de 90°, 180° e 270° com os ruídos *Cooler* e ruído branco (WN), enquanto que o sinal de fala estava localizado na posição 0°.

Tabela 1: Medidas Objetivas de Qualidade para sinais de fala e ruído gravados simultaneamente.

		fwSNRseg		LLR		PESQ	
Ruído	Direção	Sinal Limpo e Entrada	Sinal Limpo e Saída	Sinal Limpo e Entrada	Sinal Limpo e Saída	Sinal Limpo e Entrada	Sinal Limpo e Saída
Branco	90°	3,6619	11,3579	1,6330	1,9130	2,2394	3,5200
	180°	3,4512	11,5389	1,6977	1,0899	2,1691	3,1168
	270°	3,6383	11,5755	1,6687	1,2243	2,2279	3,7783
Cooler	90°	3,2921	9,9960	1,4480	1,9868	2,1055	2,9925
	180°	3,4193	10,4027	1,4310	1,9053	2,0483	2,7982
	270°	3,3084	11,0614	1,4907	1,8622	2,0603	3,5412

Na segunda etapa de avaliação foram considerados os sinais de fala que foram gravados separadamente. Neste caso, o sinal de fala e o ruído, captados por cada um dos microfones, foram adicionados matematicamente.

Medidas foram realizadas para o ruído *Cooler* provindo dos ângulos de 90° a 180° com intervalos de 15° e com o sinal de fala a 0° e os seus valores são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2: Medidas Objetivas de Qualidade para sinais de fala e ruído gravados separadamente.

		fwSNRseg		LLR		PESQ	
Ruído	Direção	Sinal Limpo e Entrada	Sinal Limpo e Saída	Sinal Limpo e Entrada	Sinal Limpo e Saída	Sinal Limpo e Entrada	Sinal Limpo e Saída
Cooler	90°	8,33474	11,74666	0,73522	1,86040	2,07831	3,49922
	105°	8,30448	11,99585	0,67734	1,85368	2,10025	3,51435
	120°	8,15709	12,05315	0,66316	1,90973	2,08542	3,55196
	135°	8,53651	12,30686	0,74340	1,90369	2,07025	3,44668
	150°	8,37128	12,16553	0,67681	1,92399	2,16918	3,22341
	165°	8,59819	11,98365	0,63372	1,95261	2,14066	3,09857
	180°	8,34366	12,13968	0,67115	1,95242	2,12606	3,23345
	195°	8,06816	12,47597	0,67579	1,92453	2,17059	3,55217
	210°	8,21118	12,02590	0,68111	1,95311	2,13194	3,64722
	225°	8,53800	11,82515	0,66697	1,94984	2,10582	3,62528
	240°	9,41460	11,76045	0,52972	1,95631	2,17116	3,48628
	255°	9,23063	11,12316	0,59586	1,97001	2,13981	3,29683
	270°	9,95758	9,63278	0,61355	1,96314	2,10486	2,74475

Como pode ser visto na Tabela 1 e na Tabela 2, em ambas as situações houve uma melhoria na qualidade da fala.

7 CONCLUSÃO

Verificou-se que o ganho adaptativo $W(n)$ executou, para ambos os esquemas estudados (Luo et al [1] e Silva [4]), a mesma função do atraso τ para um sistema direcional típico com dois microfones omnidirecionais (Figura 1).

A partir dos resultados foi mostrado que o nulo sempre se alinha com a direção de chegada do ruído, proporcionando, assim, uma melhora significativa na relação sinal-ruído.

Constatou-se que existe dependência da frequência no esquema proposto em [1], no entanto, este ainda mantém o nulo apontado para a direção de chegada do ruído. Já o esquema proposto em [4] mostrou uma vantagem neste aspecto, uma vez que a variação de frequência não apresentou modificações significativas nos diagramas polares e no cálculo de W .

O sistema de direcionalidade adaptativa considera que o sinal de interesse provenha sempre do hemisfério frontal, portanto, o sistema não deve atuar em situações nas quais a fonte de ruído esteja nesta região. De outra maneira, haveria redução do sinal de interesse sem significativa melhoria da relação sinal-ruído.

O algoritmo apresentado em [1] é simples e eficiente o que o torna possível de ser implementado em aparelhos auditivos que são equipamentos com muitas restrições de *hardware*. Já o esquema de [4] requer um detector de atividade de voz.

Os resultados mostram que ambos os esquemas realizam de fato o cancelamento do ruído, melhorando a inteligibilidade de fala, mas necessitam de um equalizador para diminuir as distorções do sinal de interesse. Em um aparelho auditivo digital existem outros sistemas de conformação em frequência que poderiam realizar a função deste equalizador e tornar desnecessária a sua implementação individual.

A comparação subjetiva entre sinais obtidos e o uso de critérios objetivos de qualidade demonstrou que o algoritmo de Luo possibilita uma melhora substancial na inteligibilidade da fala. Com isso, percebe-se o quão melhor pode ser um aparelho auditivo que utiliza um sistema de direcionalidade adaptativa perante um aparelho auditivo que faz uso de apenas um microfone.

8 REFERÊNCIAS

- [1] LUO, F.L.; YANG, J.; PAVLOVIC, C.; NEHORAI, A. Adaptive null-forming scheme in digital hearing aids. **IEEE Transactions on Signal Processing**, 50(7):1583-1590, 2002.
- [2] LAAKSO, T. I.; VÄLIMÄKI, V.; KARJALAINEN, M; LAINE, U. K, Splitting the Unit Delay – Tools for fractional delay filter design. **IEEE Signal Processing Magazine**, 13(1):30-60, 1996.
- [3] HAMACHER, V.; CHALUPPER, J.; EGGERS, J.; FISCHER, E.; KORNAGEL, U.; PUDER, H.; RASS U. Signal Processing in high-end hearing aids: state of the art, challenges, and future trends, **EURASIP Journal on Applied Signal Processing**, 18: 2915–2929, 2005.
- [4] SILVA, T.F.G. Redução de ruído em aparelhos auditivos através de nulling. Relatório de disciplina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2008.
- [5] XIMENES, L.R. Resultados experimentais do comportamento do Algoritmo LMS sujeito à influência de uma zona-morta no caminho secundário. Relatório de Iniciação Científica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2006.
- [6] FARHANG-BOROJENY, B. **Adaptive Filters: Theory and Applications**. West Sussex: John Wiley & Sons, 1999.
- [7] HAYKIN, S. **Adaptive Filter Theory**. 4. Ed. New Jersey: Prentice Hall, 2002.
- [8] LOIZOU, P. C. **Speech Enhancement: Theory and Practice**. Boca Raton, FL: CRC Press, 2007.
- [9] JIANFEN, M. A.; HU, Y.; LOIZOU, P. C. Objective measures for predicting speech intelligibility in noisy conditions based on new band-importance functions. **Journal of the Acoustical Society of America**, 125(5):3387–3405, 2009.
- [10] HU, Y.; LOIZOU, P. C. Evaluation of objective quality measures for speech enhancement. **IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing**. 16(1):229-238, 2008.
- [11] ITU-T Objective measurement of active speech level, Recommendation P.56., March 1993.
- [12] ITU-T Methods for objective and subjective assessment of quality, Recommendation P.830, February 1996.
- [13] ITU-T Perceptual evaluation of speech quality (PESQ), and objective method for end-to-end speech quality assessment of narrowband telephone networks and speech codecs, Recommendation P.862, February 2001.