

UMA CONTRIBUIÇÃO ÀS TÉCNICAS DE LOCALIZAÇÃO DE FONTES
SONORAS ATRAVÉS DE UM SISTEMA SONAR PASSIVO UTILIZANDO
FILTROS FRACIONÁRIOS

Marcelo Alves Felzky

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS
PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE
FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM
ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

Prof^a. Mariane Rembold Petraglia, Ph.D.

Prof. Carlos Eduardo Parente Ribeiro, D. Sc.

Prof. Marcello Luiz Rodrigues de Campos, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

MARÇO DE 2007

FELZKY, MARCELO ALVES

Uma Contribuição às Técnicas de Localização de Fontes Sonoras Através de Sonar Passivo Utilizando Filtros Fracionários [Rio de Janeiro] 2007.

VII, 154 p. 29, 7 cm (COPPE/UFRJ, M.Sc., Engenharia Elétrica,2007)

Dissertação – Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE

1. Formador de Feixe
2. Filtragem Adaptativa
3. Filtros Fracionários

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

AGRADECIMENTOS

Esta dissertação é dedicada à memória dos meus avôs Otílio Alves e Laudelino Felzky, por tudo que realizaram em vida e que veio a servir de modelo de orientação para o meu caminho. Obrigado pela educação recebida, por me terem dito não quando foi preciso, repreendido meus erros, mostrando que a vida é uma passagem na qual devemos fazer amigos e que para cultivá-los devemos demonstrar respeito, humildade e colaboração. Muito mais deveria ser dito sobre eles, que sempre exigiram e incentivaram meus estudos. Sei que muitos passos são necessários para atingir os conhecimentos e que foram eles que me colocaram nesta caminhada.

A Marinha do Brasil pelo voto de confiança por ter me selecionado entre tantos outros Oficiais tão capazes para realizar o mestrado, além do auxílio financeiro e a concessão de afastamento para que pudesse me dedicar integralmente a este trabalho.

Ao Instituto de Pesquisa da Marinha, em particular ao Grupo de Sonar, nas pessoas do Capitão de Corveta do Corpo de Engenheiros Navais Márcio Rodrigues Pereira da Silva e do Dr. William Soares, pela disponibilização dos dados e pelas valorosas trocas de informações sobre as técnicas de detecção de sinais acústicos.

A todos os amigos de curso pelas horas de estudo e pela ajuda na fase dos créditos.

A todos os professores da Coppe pela formação recebida, em especial aos professores Antonio Petraglia e Afonso Celso que da mesma forma demonstraram entusiasmo e competência em suas cadeiras.

A professora Mariane Rembold Petraglia que me orientou, participando ativamente na elaboração dos métodos de processamento adaptativo de sinais para este estudo.

A minha filha Bianca, que com a sua chegada se tornou o motivo maior da minha vida, agradeço a sua paciência infantil durante esta fase.

A minha esposa Marcia Cristina o meu agradecimento por sua calma e apoio, que com certeza forneceram tranquilidade na dedicação que tive a este trabalho.

E aos meus pais, por estarem sempre prontos para ajudar e incentivar nos momentos mais difíceis, o meu reconhecimento e a minha gratidão.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

UMA CONTRIBUIÇÃO ÀS TÉCNICAS DE LOCALIZAÇÃO DE FONTES
SONORAS ATRAVÉS DE UM SISTEMA SONAR PASSIVO UTILIZANDO
FILTROS FRACIONÁRIOS

Marcelo Alves Felzky

Março/2007

Orientador: Mariane Rembold Petraglia

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta técnicas utilizadas no processamento dos sinais capturados pelo SONAR de um submarino, visando a melhoria da resolução da marcação dos contatos nos gráficos apresentados no console do operador sonar. Na reconstrução do sinal em uma dada direção de chegada foram empregados algoritmos adaptativos baseados em técnicas de cancelamento de ruídos, visando otimizar os coeficientes de um formador de feixes, num “*array*” em arco, pela redução dos lóbulos laterais de sua resposta espacial. Os algoritmos empregados utilizam como ferramenta auxiliar, para a correção dos atrasos dos sinais na direção de busca, os filtros fracionários que apresentam uma redução da carga computacional quando comparado com as técnicas baseadas no domínio da frequência.

Simulações realizadas com dados reais gravados a bordo de submarinos da Marinha do Brasil e processados com as técnicas sugeridas neste trabalho mostraram melhorias nos resultados quando comparados aos resultados obtidos pelas técnicas tradicionais. Constatando-se uma melhoria na relação sinal/ruído e na diretividade dos sinais detectados.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

A CONTRIBUTION TO THE TECHNIQUES OF LOCATION OF SOUND
SOURCES THROUGH PASSIVE SONAR USING FRACTIONAL FILTERS

Marcelo Alves Felzky

March/2007

Advisor: Mariane Rembold Petraglia

Department: Eletrical Engineering

This work presents techniques used in the processing of the signs captured by the SONAR of a submarine, seeking the improvement of the resolution of the demarcation of the contacts in the graphs presented in it consoles him of the operator sonar. In the reconstruction of the sign in a given arrival direction algorithms adaptive were used based in techniques of cancellation of noises, seeking to optimize the coefficients of a beamformer of bunches, in a array in arch, for the reduction of the lobes sides of his space answer. The employed algorithms use as auxiliary tool, for the correction of the arrears of the signs in the search direction, the fractional filters that they present a reduction of the load computer when compared with the techniques based in the domain of the frequency.

Simulations accomplished with data Real engravings on board of submarines of the Navy of Brazil and processed with the techniques suggested in this work showed improvements in the results when compared to the results obtained by the traditional techniques. Being verified an improvement in the relationship signal/noise and in the direction of the signs detecteds.

ÍNDICE DO TEXTO:

Capítulo 1 - Introdução.....	1
Capítulo 2 - Filtros Espaciais.....	5
2.1 <i>Array</i> em Linha Uniformemente Espaçado (ULA).....	6
2.1.1 Controlando a Resposta de um ULA.....	13
2.1.2 Cancelamento das Direções Interferentes em um ULA	17
2.2 <i>Array</i> Circular Uniformemente Espaçado (UCA).....	21
2.3 O Sistema Sonar Passivo Submarino	26
2.3.1 Geometria do <i>Array</i> e Resposta Espacial	27
2.3.2 Resposta Direcional do Sensor	28
2.3.2 <i>Array</i> Projetado em uma Corda.....	30
Capítulo 3 - Filtros Fracionários.....	37
3.1 Princípio dos Filtros Fracionários	37
3.1.1 Solução Ideal	40
3.2 Aproximações do Filtro Fracionário Utilizando o Filtro FIR.....	42
3.2.1 Método Direto Através da Integral do Mínimo Erro Quadrado	43
3.2.2 Método dos Mínimos Quadrados Generalizado	46
3.3 Aproximações do Filtro Fracionário Utilizando filtro IIR	51
3.4 Adaptação do Filtro Fracionário para o Problema do <i>Array</i> em Arco	52
Capítulo 4 - Técnicas de Processamento de Sinais no Espaço.....	56
4.1 Método Atraso e Soma (“ <i>Delay and Sum</i> ” – D&S)	57
4.1.1 Método Delay and Sum no Domínio da Frequência	63
4.1.2 Método Delay and Sum no Domínio do Tempo.....	70
4.2 Método de Capon ou Mínima Variância – (Wiener -Hopf)	74
4.3 Cancelamento Generalizado de Lóbulos Laterais (GSC).....	78
4.3.1 Método Direto para a Solução do GSC (Wiener – Hopf).....	83
4.3.2 Método Adaptativo para a Solução do GSC (LMS).....	84
4.3.3 Método Adaptativo Robusto para a Solução do GSC (RGSC).....	88
4.4 Simulação com Protótipo	90
4.4.1 Solução Via Método D&S.....	92
4.4.2 Solução Via Método GSC	97
4.5 Método de Wiener em Multiestágios.....	104

4.5.1 Um Modelo Equivalente para o Filtro de Wiener	108
4.5.2 Simulação com Protótipo.....	120
4.6 Cancelamento Adaptativo de Ruídos	122
Capítulo 5 – Simulações	129
5.1 Aquisição de Dados	130
5.2 Simulações com Variação das Janelas.....	131
5.3 Método de Wiener	137
5.4 Simulações Utilizando a Técnica de Cancelamento de Ruídos.....	140
Capítulo 6 – Conclusões	150
Capítulo 7 - Referências Bibliográficas	152

CAPITULO 1 – INTRODUÇÃO

O submarino militar, considerado como o braço letal de uma esquadra, valendo-se do seu silêncio e por operar em águas profundas, causa um grau de incerteza no cenário onde se insere. Por esta razão o submarino é empregado como principal arma de dissuasão nos mares durante um conflito [32]. Seu principal sistema de detecção de contatos é o SONAR (*Sound Navigation and Ranging*), composto por vários hidrofones, combinados em um mesmo conjunto (*array*), que possibilitam escutar as fontes sonoras, chamadas de alvos, nas direções ao seu redor [31]. O SONAR é o dispositivo acústico mais empregado na localização de corpos ou massas que se encontram imersos em meio líquido. A detecção é baseada na propagação das ondas sonoras entre o alvo e o receptor. Existem dois sistemas: o ativo e o passivo. Na Figura 1.1 é apresentado um cenário onde o SONAR é amplamente empregado pelos meios de superfície e submersos.

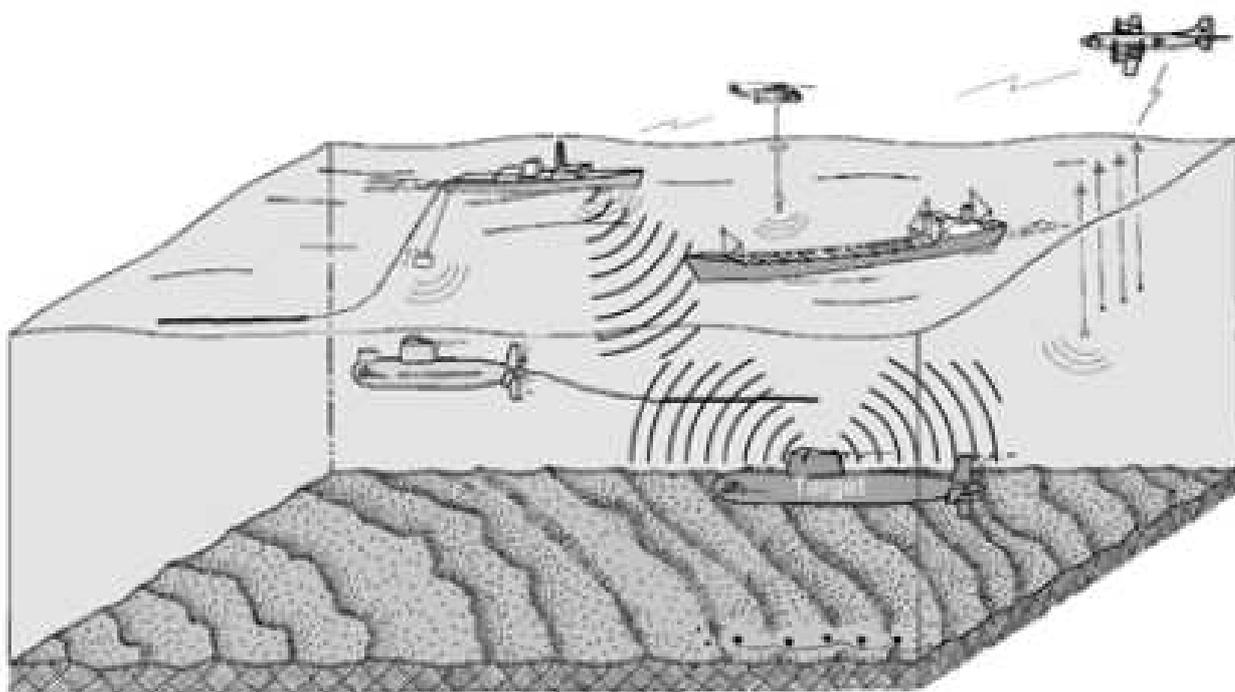


Figura 1.1- Um cenário de amplo emprego dos SONARES ativos e passivos.

O objetivo deste trabalho é contribuir para o aperfeiçoamento das técnicas empregadas no processamento dos sinais capturados pelo SONAR de um submarino [1], visando a melhoria da resolução da marcação dos contatos nos gráficos apresentados no console do operador SONAR.

A literatura dispõe de várias técnicas [1],[12]-[18], chamadas de *beamforming*, para filtrar espacialmente os sinais emitidos pelas fontes sonoras situadas em certas direções do espaço, denominadas de DoA (*Direction of Arrival*). Estas técnicas consistem em retirar os atrasos de tempo provocados pelas diferentes distâncias que a frente de onda sonora de uma DoA encontra na sua propagação até atingir cada hidrofone componente do *array*. Dos sinais resultantes, é realizada uma soma ponderada por pesos previamente determinados pelo tipo de janelamento adotado. A perfeita reconstrução do sinal em uma dada DoA depende da proximidade de outras fontes sonoras e da banda de frequências das componentes deste sinal, uma vez que as frequências de operação são limitadas pelo espaçamento entre os hidrofones do array [3].

Para realizar a compensação dos atrasos de tempo sofridos pelos sinais do *array*, técnicas baseadas no domínio da frequência e no domínio do tempo são empregadas amplamente no *beamforming*. Para a técnica no domínio do tempo é empregado o filtro fracionário, que consiste na obtenção dos coeficientes da resposta impulsiva de um sistema que introduz um atraso fracionário de tempo discreto e no processamento do sinal pelo sistema resultante [7] - [9].

Técnicas mais rebuscadas, [15] e [24], tentam otimizar a resposta espacial do ganho do *beamforming* pela redução do ganho dos lóbulos laterais além do estreitamento do lóbulo principal, melhorando a diretividade deste filtro e permitindo uma perfeita reconstrução do sinal para uma DoA.

Os sinais gravados, que serão utilizados neste trabalho, foram capturados por 96 elementos sensores do *array* cilíndrico do SONAR em uma corrida acústica realizada por um submarino da Marinha Brasileira. Estes sinais são considerados estacionários no intervalo de aquisição de um segundo e amostrados numa frequência de 25.600 Hz.

Algumas técnicas, como as que utilizam filtros adaptativos no cancelamento de ruídos em teleconferências [25], podem ser adaptadas ao sistema SONAR na tentativa de reduzir os ruídos presentes no sinal reconstruídos pelo *beamforming* em uma direção.

O estudo realizado será apresentado nesta dissertação da seguinte forma:

- No Capítulo 2 é apresentada a teoria do filtro espacial, destacando-se dois tipos de arranjos de sensores: *array* em linha e *array* em arco (ou cilíndrico) [2]-[4]. Inicialmente são apresentadas as montagens destes *arrays* e como devem ser projetados para uma faixa de frequência de forma eficiente. Os atrasos que cada elemento sensor introduz na captura do sinal de uma DoA também são discutidos neste capítulo. Em seguida são aplicadas técnicas de janelamento para reduzir as amplitudes dos lóbulos secundários na resposta de ganho do “*beamforming*”. A aplicação de um peso complexo para determinar a direção onde o lóbulo principal deve estar posicionado para capturar os sinais de uma DoA desejada também é descrita neste ponto do trabalho. Um método para cancelamento de ruídos em direções previamente conhecidas também é apresentado. Concluindo este capítulo, é plotada a resposta do ganho espacial de um *array* em arco com a variação da frequência, tal qual é empregado num SONAR de um submarino, e o gráfico da variação da diretividade com a frequência também é apresentado.
- No Capítulo 3 é feita uma revisão das principais ferramentas utilizadas na literatura para o projeto de filtros fracionários [7]-[9]. A principal função destes filtros é retirar os atrasos nos sinais capturados pelos sensores em uma dada DoA para combiná-los de forma coerente na reconstrução do sinal na direção desejada. É apresentada a técnica de cálculo dos coeficientes do filtro FIR e IIR para um atraso fracionário, através de sua resposta impulsiva. Ao final deste capítulo é apresentada a adaptação desta técnica ao problema SONAR.
- No Capítulo 4 são apresentadas várias técnicas utilizadas nos formadores de feixe. Inicialmente é apresentado o formador mais simples denominado “*Delay and Sum*” (D&S) [2], que consiste em compensar os atrasos de tempo dos sinais de um array para uma dada DoA e somá-los de forma ponderada, tentando reconstruir desta forma o sinal desejado. Na tentativa de melhorar o sinal obtido pelo método D&S, é apresentada a técnica de Wiener Hopf ou Cancelamento Generalizado de Lóbulos Laterais (GLC) [11],[12], que utiliza estatística de segunda ordem para estimar os ruídos que ainda estão presentes no sinal D&S.

Neste ponto são aplicadas técnicas de filtragem adaptativa visando reduzir o esforço computacional demandado pelo cálculo da matriz de covariância necessário no método de Wiener [13]-[18]. Para isto é necessário obter uma matriz, chamada matriz de bloqueio, a qual é composta por vetores que geram o espaço nulo do vetor na direção do sinal desejado obtido pelo D&S. Uma outra técnica apresentada para a solução do GLC, evitando o cálculo da matriz de covariância dos sinal de entrada dos sensores, é o método de Wiener em Multiestágios [21]-[23], que consiste em decompor o filtro clássico de Wiener em sucessivas projeções ortogonais à direção do sinal desejado, na busca dos sinais interferentes. Ao final deste método foram realizadas simulações com um sistema protótipo com dois sinais determinísticos gerados em DoA's distintas a fim de comprovar a eficiência dos métodos propostos. Concluindo este capítulo, é apresentada uma técnica de cancelamento de ruídos aplicada às saídas dos formadores D&S [25], de forma a melhorar a qualidade destes sinais.

- O Capítulo 5 apresenta os resultados das simulações realizadas com sinais gravados pelo SONAR de um submarino da Marinha Brasileira em um cenário onde existiam seis contatos, utilizando programas escritos em MATLAB. São comparados os resultados obtidos pelos métodos D&S e Wiener para alguns janelamentos propostos. E, por fim, apresentam-se os resultados da aplicação da técnica de cancelamento de ruído sobre os sinais D&S em dois cenários diferentes, para comparação.
- O Capítulo 6 sumariza as principais conclusões deste trabalho e apresenta algumas sugestões para futuros estudos.

CAPITULO 2 – FILTROS ESPACIAIS

O objetivo de um filtro espacial é combinar os sinais capturados nos N elementos constituintes de uma arranjo de sensores para descobrir (filtrar no espaço) o sinal proveniente de uma dada direção de chegada (DoA) θ_o . Os sinais das demais direções serão considerados ruídos, além dos já existentes no meio ambiente e nos próprios sensores.

Para cumprir esta função é utilizado o formador de feixes, que é uma combinação coerente dos sinais capturados pelos elementos sensores, voltado para uma direção fixa (θ_o), que separa os sinais indesejáveis do sinal contido nesta direção de busca.

A literatura utiliza a palavra inglesa *beamforming* para o processamento do sinal amostrado pelos sensores de um *array* em uma dada direção no espaço.

Neste capítulo será visto que o gráfico em coordenadas polares do ganho do filtro espacial versus direção angular de chegada, para uma determinada direção de busca fixa, assemelha-se à ponta de um pincel, daí o significado da palavra inglesa *beam*, conforme ilustrado na Figura 2.1.

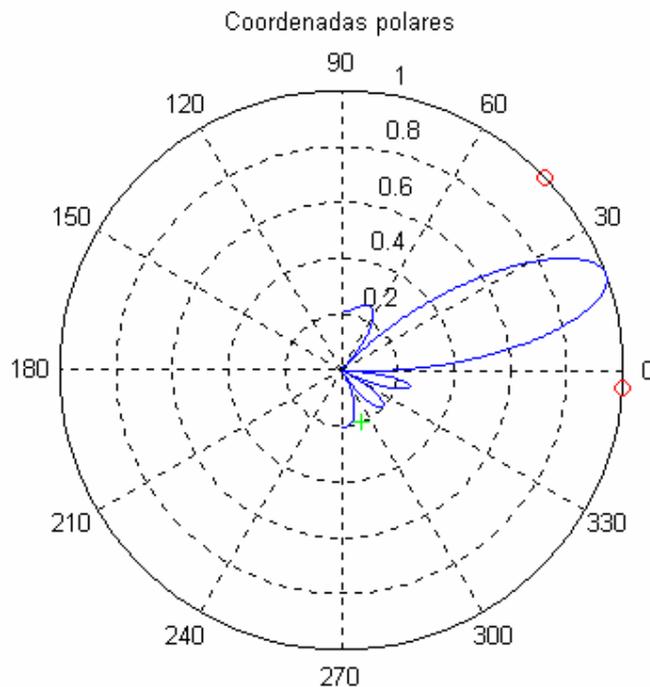


Figura 2.1 – Exemplo do ganho direcional de um *array*.

Também neste capítulo serão apresentados os dois tipos de arranjos de sensores mais utilizados na captura de sinais espaciais (frente de ondas):

- *Array em Linha Uniformemente espaçado (ULA)*;
- *Array Circular Uniformemente espaçado (UCA)*.

Eles recebem as designações em linha ou circular em função da distribuição geométrica entre seus sensores componentes, e uniformemente espaçados devido à distância entre elementos (espaçamentos) ser constantes.

A terminologia empregada nesta área também será brevemente apresentada para que o leitor possa compreender as considerações tomadas na seqüência deste trabalho, lembrando que o sensor utilizado aqui foi o SONAR passivo.

2.1 – ARRAY EM LINHA UNIFORMEMENTE ESPAÇADO (ULA)

Considere o arranjo de sensores da Figura 2.3, onde os N sensores estão montados em cima de uma mesma linha reta e igualmente espaçados de uma distância d . A esta combinação dá-se o nome de *array em Linha Uniformemente Espaçado (ULA)*.

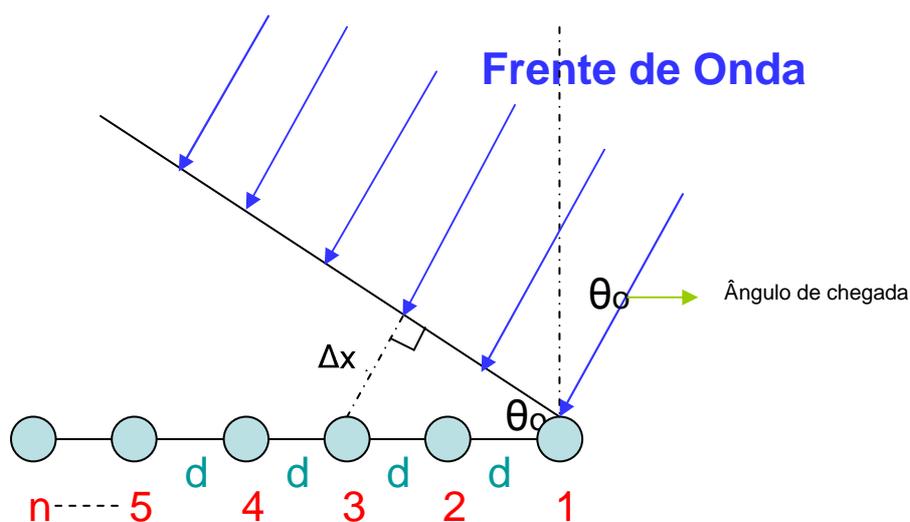


Figura 2.2 – Frente de onda incidindo angularmente em um ULA.

Esta configuração é muito empregada nos *arrays* rebocados dos navios de guerra, como é exemplificada na ilustração da Figura 2.3, que contém trechos destinados a altas frequências HF e a baixas frequências LF.

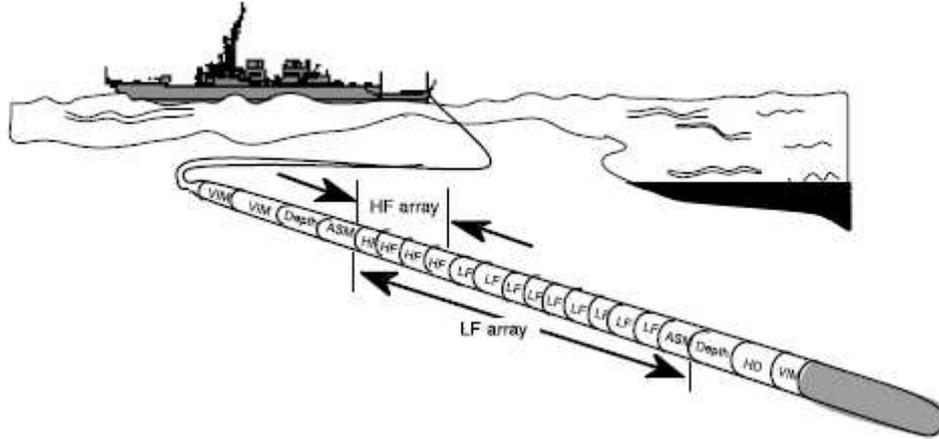


Figura 2. 3 – Array rebocado (ULA), utilizado em frequências de LF (*low frequency*) e HF (*high frequency*).

Voltando à Figura 2.2, consideremos que os sinais capturados por cada um dos N sensores sejam amostras atrasadas com relação ao sinal do primeiro sensor (referência), no seguinte intervalo de tempo:

$$\tau_i(\theta) = \frac{\Delta x_i(\theta_o)}{c} = \frac{(i-1)d \text{ seno } (\theta_o)}{c} \quad (2.1)$$

$i = 1 \dots N$

na equação (2.1) percebe-se que: $\tau_1(\theta) = 0$ e $\tau_j(\theta) = (j-1)\tau_2$, para $j = 2, \dots, N$.

A constante ‘ c ’ é a velocidade do som no meio em questão, que pode ser igual a 340m/s se o meio de propagação for o ar ou 1.500m/s quando for a água.

Agora supondo que o sinal seja uma onda senoidal de uma única frequência f_o , temos:

$$u(t) = a_1 \text{sen}(2\pi f_o t) \quad (2.2)$$

Considerando que este sinal atinja primeiramente na sua propagação o primeiro sensor e por último o terceiro sensor da Figura 2.3, em um ULA com três sensores, os sinais capturados por cada um dos sensores será:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= u(t) = a_1 \text{sen}(2\pi f_o t) \\ u_2(t) &= u(t - \tau_2(\theta)) = a_1 \text{sen}(2\pi f_o (t - \tau_2(\theta))) \\ u_3(t) &= u(t - 2\tau_2(\theta)) = a_1 \text{sen}(2\pi f_o (t - 2\tau_2(\theta))) \end{aligned} \quad (2.3)$$

Utilizaremos a seguir a propriedade da Transformada de Fourier, em que um atraso temporal corresponde a um atraso de fase na frequência:

$$x(t - T_0) \stackrel{\text{Transf. Fourier}}{\leftrightarrow} X(j\omega)e^{-j\omega T_0} \quad (2.4)$$

Aplicando a equação (2.4) em (2.3), temos:

$$\begin{aligned} u_1(t) &\stackrel{T.F.}{\leftrightarrow} U_1(j\omega) = U(j\omega) \\ u_2(t) &\stackrel{T.F.}{\leftrightarrow} U(j\omega)e^{-j\omega T_0} \\ u_3(t) &\stackrel{T.F.}{\leftrightarrow} U(j\omega)e^{-j2\omega T_0} \end{aligned} \quad (2.5)$$

ou na forma vetorial:

$$\hat{U}_{(3 \times 1)} = \begin{bmatrix} U_1(j\omega) \\ U_2(j\omega) \\ U_3(j\omega) \end{bmatrix} = U(j\omega) \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\omega T_0} \\ e^{-2j\omega T_0} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\hat{U}_{(3 \times 1)} = U(j\omega)S \quad (2.7)$$

Definimos o vetor de direção de chegada (*steering vector*) como:

$$S(\theta_o) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\omega T_0} \\ \vdots \\ e^{-j(N-1)\omega T_0} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

O vetor $S(\theta_o)$ contém a defasagem em cada um dos sensores do *array*, devido à geometria do arranjo (disposição) destes no arranjo de sensores.

Reescrevendo as componentes do vetor $S(\theta_o)$ como um somatório complexo, obtém-se:

$$C(f_0, \theta) = \sum_{i=1}^N e^{-j\omega T_i(\theta)} = \sum_{i=1}^N e^{-j \frac{-j 2\pi f_0 (i-1)d \sin(\theta)}{c}} \quad (2.9)$$

Definindo o número de ondas como:

$$K = \frac{2\pi f_0}{c} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (2.10)$$

obtém-se:

$$C(f, \theta) = \sum_{i=1}^N e^{-jK(i-1)d \sin(\theta)} \quad (2.11)$$

Tomando o módulo da série acima e usando a identidade de Euler, chega-se à seguinte função para o ganho em módulo do *array*:

$$|C(f, \theta)| = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin(N\pi d f \sin(\theta)/c)}{\sin(\pi d f \sin(\theta)/c)} \right| \quad (2.12)$$

O ângulo que define a diretividade do *array*, que é medido pela largura do lóbulo principal, vide direção de maior ganho nas Figuras 2.4, coincide com o zero da equação (2.12). Assim:

$$\begin{aligned} \sin(\pi N d f \sin(\theta)/c) &= 0 \\ \pi N d f \sin(\theta)/c &= \pi \\ \theta_{\text{critico}} &= \sin^{-1}\left(\frac{c}{N f d}\right) \end{aligned} \quad (2.13)$$

O máximo ganho dos lóbulos secundários fica limitado ao limiar de $\frac{1}{N}$.

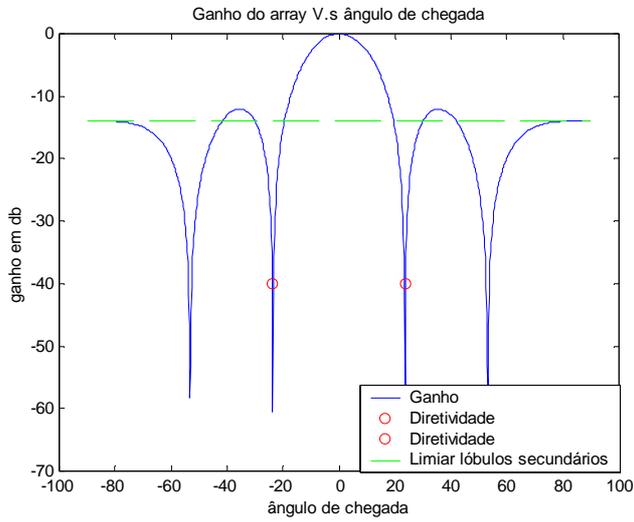
Para evitar *aliasing* (ou a sobreposição das repetições do espectro), o espaçamento entre sensores deve obedecer à condição [26]:

$$d \leq \frac{\lambda_0}{2} \quad (2.14)$$

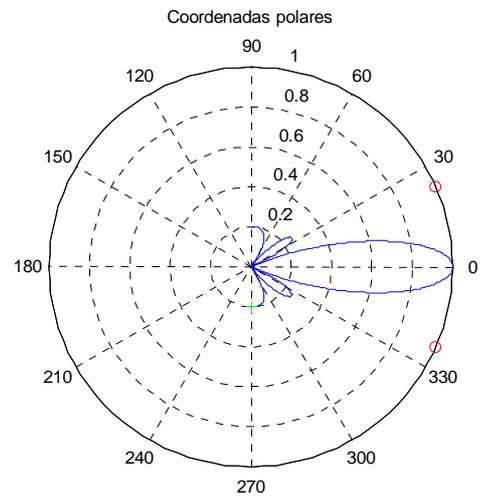
A Figura 2.4(a) mostra o ganho de um ULA com 5 sensores e espaçamento obedecendo a equação (2.14). O ganho do *arranjo* é determinado pelo logaritmo da norma ao quadrado do *steering vector* na direção desejada, ou seja:

$$G(\theta)_{db} = 10 \log_{10} \|C(\theta)\|^2 \quad (2.15)$$

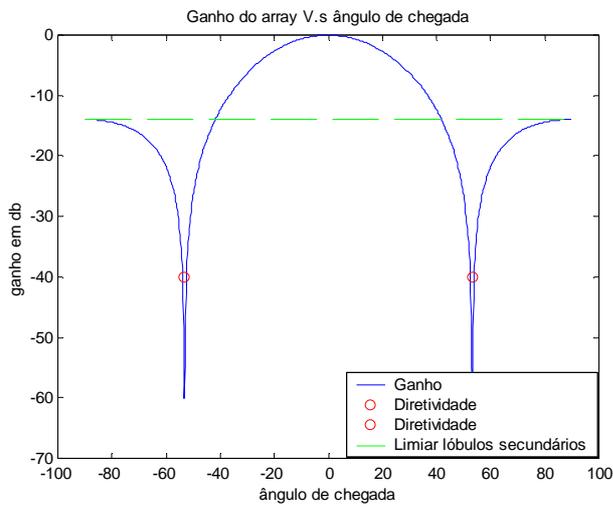
Plotando o ganho do arranjo de sensores definido pela equação (2.12), em função do ângulo de chegada, variando θ tal que $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, obtém-se as Figuras 2.4 (a), (b), (c), (d), (e) e (f) com os ganhos do filtro espacial para três diferentes espaçamentos dos sensores.



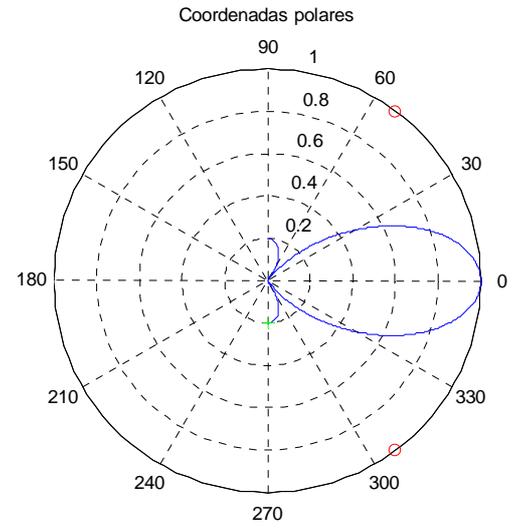
(a)



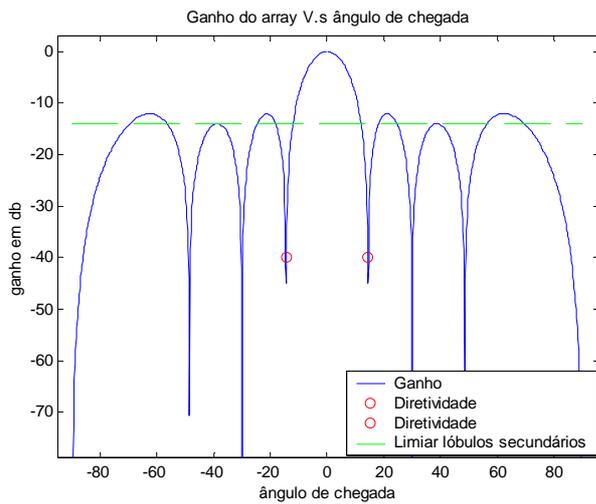
(b)



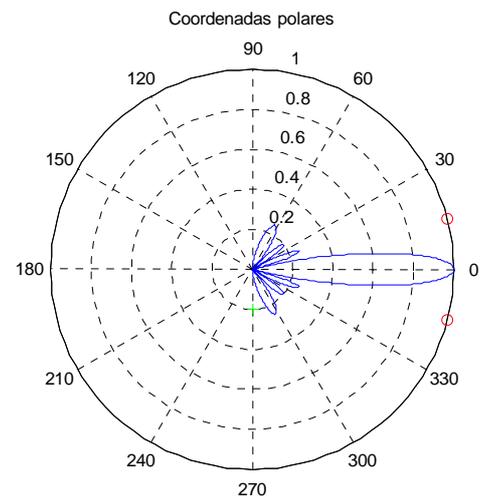
(c)



(d)



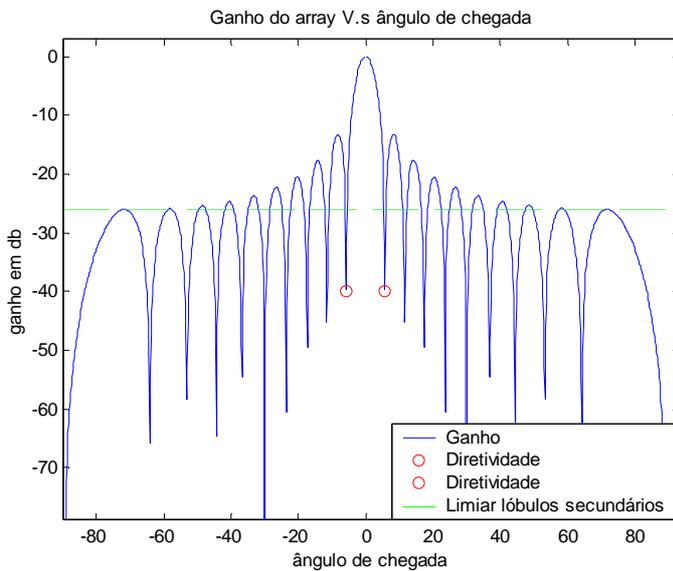
(e)



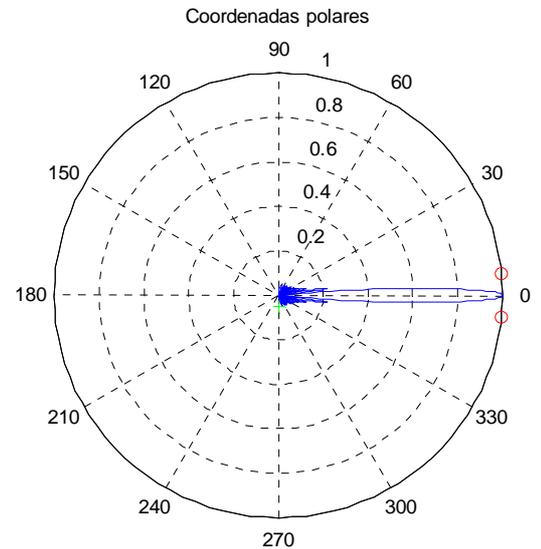
(f)

Figura 2.4 – Tipos de ganho (planar ou polar) de um *arranjo de sensores* com 5 elementos: (a) planar $d = 0.5\lambda$, (b) polar $d = 0.5\lambda$, (c) planar $d = 0.4\lambda$, (d) polar $d = 0.4\lambda$, (e) planar $d = 0.8\lambda$ e (f) polar $d = 0.8\lambda$.

Aumentando-se o número de elementos do ULA de 5 para 20, pode ser visto na Figura 2.5 uma melhoria na filtragem, pois os lóbulos laterais foram reduzidos e a diretividade do formador de feixe resultante aumentou com o estreitamento do lóbulo principal.



(a)



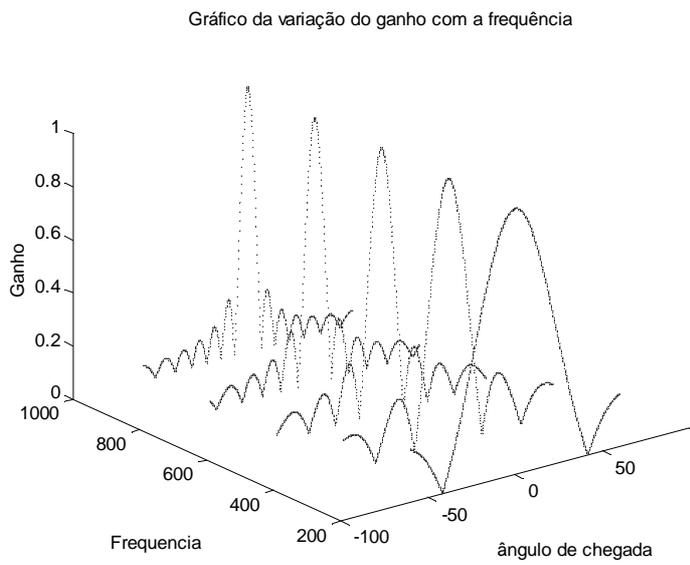
(b)

Figura 2.5 - Ganho do ULA com $N=20$ e $d = 0.5\lambda$: (a) planar, (b) polar.

Outra variação importante que o ganho do filtro espacial sofre é com a frequência, conforme se verifica na equação (2.12). Conhecer esta variação é importante no projeto do *array* para determinar qual faixa de frequências de um sinal podemos capturar sem distorções. Como os sinais acústicos capturados no meio marinho são de banda larga, compreendendo frequências de 500 a 12.000 Hz, segundo referência [26], os projetos dos filtros se limitam a esta faixa de frequência, que reproduzem os sinais das fontes sonoras existentes no meio marinho, tais como: cavitação das pás dos hélices dos navios, vibração das máquinas (pistão do diesel) e sons biológicos (animais marinhos).

As Figuras 2.6 (a) e (b) reproduzem a variação do ganho de um *array* com a frequência na faixa de 200 a 1.000 Hz, num ULA com 30 elementos para a direção de chegada $\theta_0 = 0^\circ$, sendo que na Figura 2.6 (b) são destacadas as frequências de 200 e 1.000 Hz.

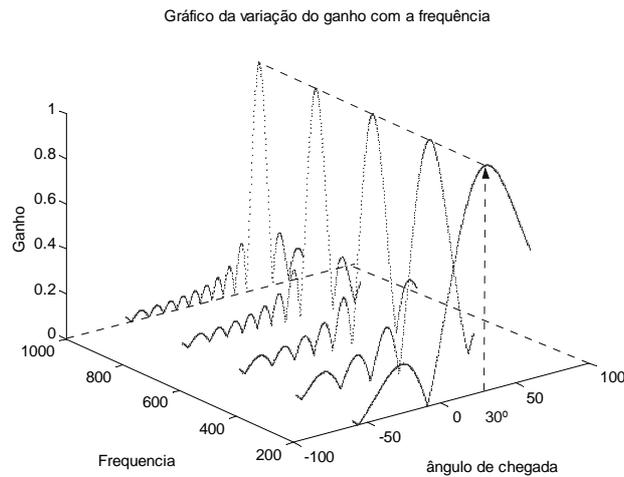
A Figura 2.6 (c) é similar à Figura 2.6 (a), porém para a direção $\theta_0 = 30^\circ$.



(a)



(b)



(c)

Figura 2.6 - Detalhes da variação do ganho de um *array* com 30 elementos para frequências de 200 a 1.000 Hz. (a) direção $\theta = 0^\circ$ em toda faixa de frequência, (b) direção $\theta = 0^\circ$ apenas para as frequências de 200 e 1.000 Hz e (c) direção $\theta = 30^\circ$ em toda faixa de frequência.

2.1.1 - CONTROLANDO A RESPOSTA DE UM ULA

A principal função de um *beamformer* adaptativo é a de controlar o ganho do lóbulo principal em uma desejada direção com a redução do nível dos lóbulos laterais na direção das interferências, de forma a melhorar a relação sinal – ruído [2].

Isto é conseguido multiplicando o *steering vector* original da equação (2.11) por um conjunto de pesos capazes de levar a resposta direcional do *array* aos patamares desejáveis, ou seja:

$$A_i = \alpha_i e^{j\beta_i} \quad (2.16)$$

O termo de amplitude do peso α_i controla o nível dos lóbulos laterais e a largura da banda do lóbulo principal, fenômeno de Gibbs, logo a seletividade do *array*. Os termos α_i são obtidos através dos métodos de janelamento. As janelas comumente usadas são: Bartlett, Blackman, Kaiser , Hanning, Dolph Chebyshev.

Neste ponto ressalta-se que a redução dos lóbulos laterais, através de um método de janelamento, acarreta numa redução da diretividade do *array* (ou aumento da largura do lóbulo principal).

No termo $e^{j\beta_i}$, o parâmetro β_i é a fase do peso imposta ao *steering vector*, que controla o ângulo de posição para o lóbulo principal além de posicionar as direções angulares nulas.

Para exemplificar o efeito da inclusão dos pesos complexos no *steering vector* é apresentada uma simulação em um *array* linear com dez elementos ($N=10$) e comprimento de onda igual a um ($\lambda=1$).

Inicialmente utilizou-se o vetor complexo de pesos, com os termos de amplitude iguais à unidade ($\alpha_i = 1$) e o ângulo da direção desejada fixo em $\theta_0 = 10^\circ$.

Assim, o vetor de pesos é determinado por:

$$\begin{aligned} \beta_i &= -K(i-1)d \sin(\theta_0) \quad \text{para } i=1,2,\dots,N \\ A_i &= e^{-jK(i-1)d \sin(\theta_0)} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Substituindo (2.17) em (2.11), obtém-se:

$$\begin{aligned} C(f, \theta) &= \sum_{i=1}^N A_i e^{-jK(i-1)d \sin(\theta)} \\ C(f, \theta) &= \sum_{i=1}^N e^{-jK(i-1)d (\sin(\theta) - \sin(\theta_0))} \end{aligned} \quad (2.18)$$

Calcula-se o ângulo crítico pela equação (2.13), ou seja:

$$\theta_{\text{critico}} = \sin^{-1}\left(\frac{\lambda}{Nd}\right) = \sin^{-1}\left(\frac{1}{10 \times 0,5}\right) = 11,5370^\circ \quad (2.19)$$

Variando-se o ângulo de busca, $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, na equação (2.18) com o auxílio do vetor de pesos, chega-se ao gráfico da Figura 2.7.

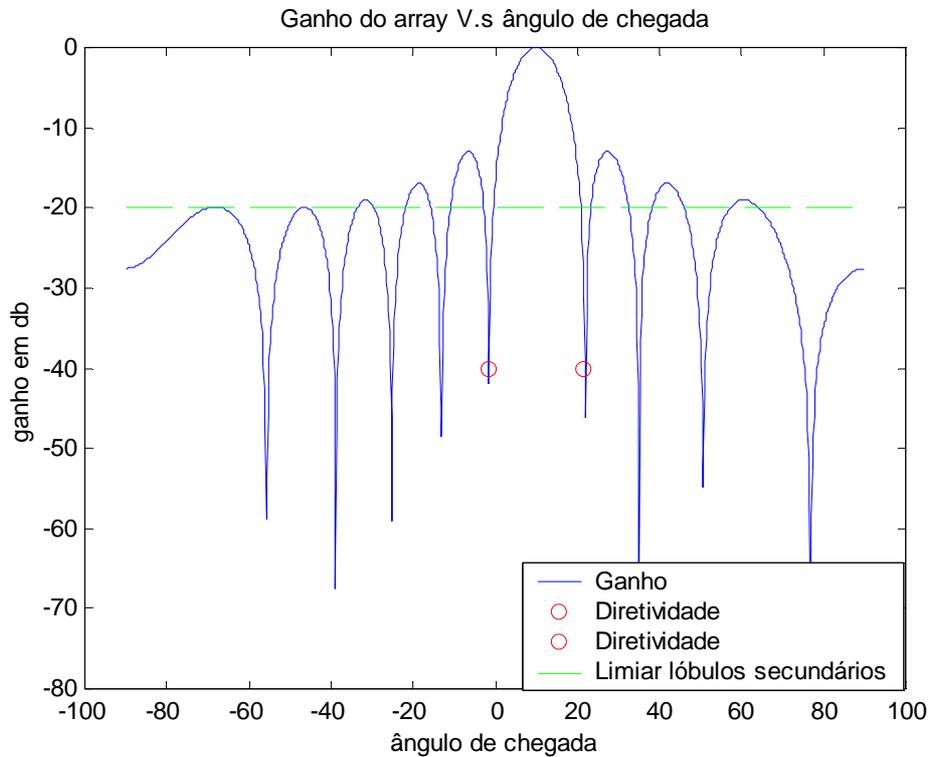


Figura 2.7 - Ganho do *array* ($N=10$) em função do ângulo de chegada com o *beam* fixo em $\theta_0 = 10^\circ$.

Agora, fazendo a fase igual a zero ($\beta = 0$) no vetor de peso, este se torna um número real, ou seja:

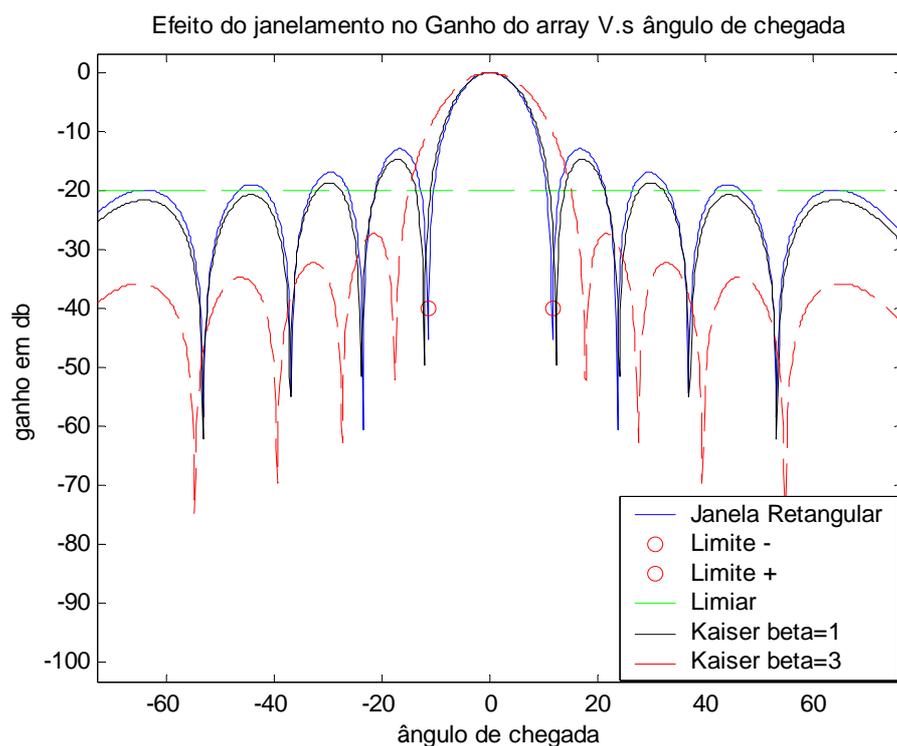
$$A_i = \alpha_i \quad (2.20)$$

Os coeficientes α_i podem ser obtidos através de um dos métodos de janelamento mencionados anteriormente. Para o exemplo do *array* ULA com dez sensores, utilizou-se a janela de Kaiser com $\beta_1 = 1$ e $\beta_2 = 3$, cujos coeficientes são mostrados na Tabela 2.1.

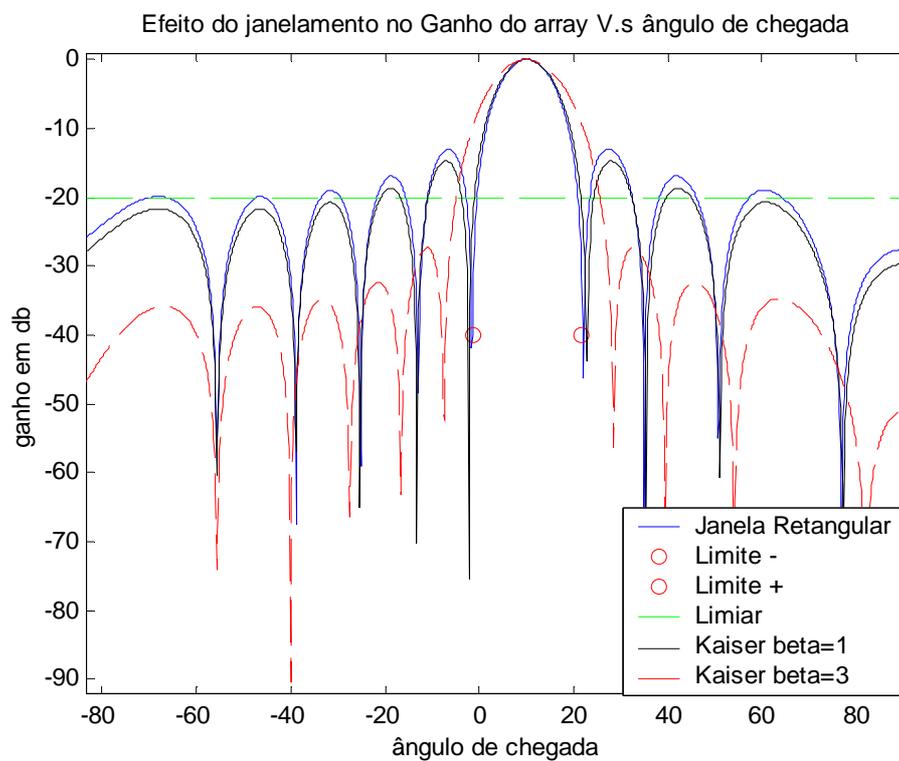
Tabela 2. 1- Coeficientes do Janelamento de Kaiser (α_i).

Numero do Elemento	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Kaiser $B_1 = 1$	0,0865	0,0953	0,1021	0,1068	0,1092	0,1092	0,1068	0,1021	0,0953	0,0865
Kaiser $B_2 = 3$	0,0324	0,0682	0,1061	0,1377	0,1557	0,1557	0,1377	0,1061	0,0682	0,0324

O gráfico da variação do ganho do *array* com o ângulo para o janelamento retangular e para os coeficientes de Kaiser na equação (2.18) é apresentado na Figura 2.8 (a). Neste último podemos observar que a ação dos coeficientes do janelamento reduz as amplitudes dos lóbulos laterais, porém a diretividade diminui com o aumento do parâmetro β . A Figura 2.8 (b) apresenta a resposta do “*array*” do mesmo exemplo, porém com o *bemformer* na direção $\theta_0 = 10^\circ$.



(a)



(b)

Figura 2.8 - Janelamentos de Kaiser com $\beta = 1$ e $\beta = 2$, para as direções: (a) $\theta_0 = 0^\circ$ e (b) $\theta_0 = 10^\circ$.

A Figura 2.9 mostra o gráfico em coordenadas polares do ganho do *array* do exemplo anterior, onde se pode perceber a melhoria introduzida pelo janelamento de Kaiser, com $\beta = 3$, que consiste na redução dos lóbulos laterais. Também é mostrado o traçado convencional da janela retangular, onde aparecem os lóbulos laterais fora da direção desejada de 10° graus. Os pequenos círculos sobre o raio unitário correspondem aos limites do lóbulo principal, determinados com o auxílio do ângulo crítico da equação (2.13).

O único inconveniente percebido é o aumento do lóbulo principal que traz consigo uma redução da diretividade na busca de contatos. Ou seja, sinais emitidos a partir de direções muito próximas à direção selecionada por θ_o podem ser misturados com o sinal desejado.

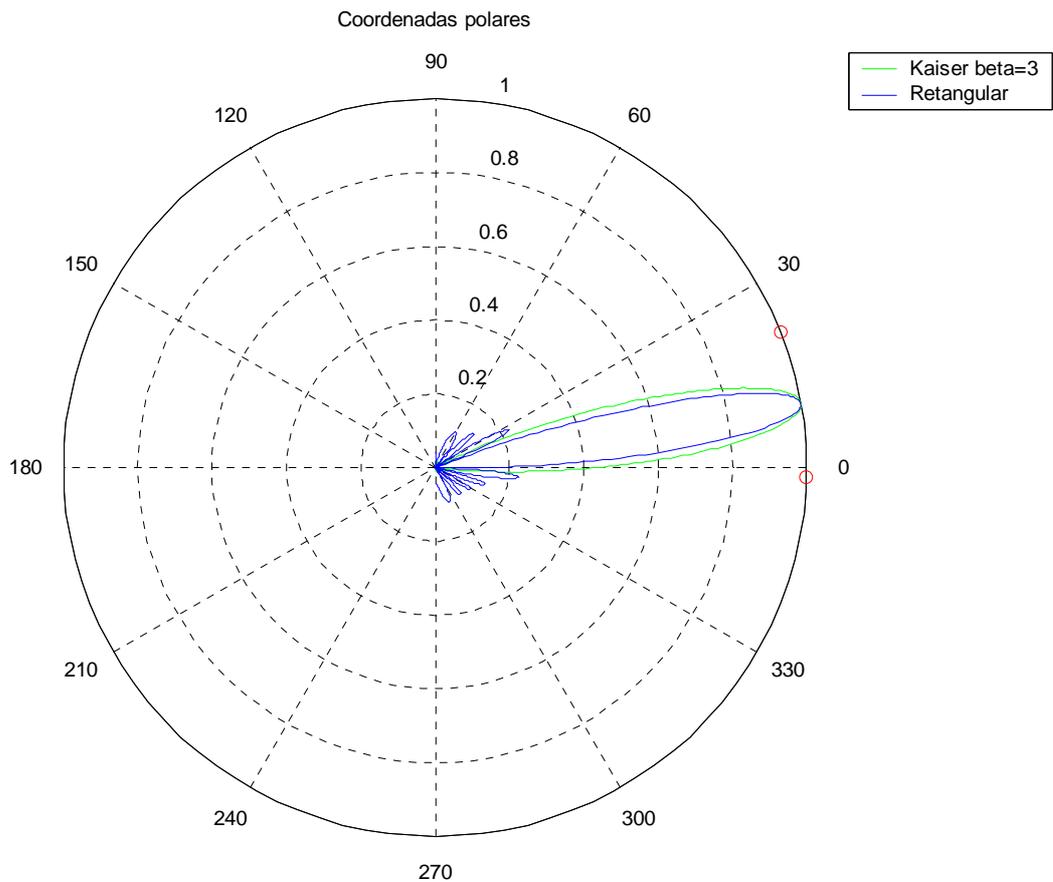


Figura 2.9 – Ganho polar do “array” com 10 sensores, janelamentos: Retangular e Kaiser.

Uma observação importante é que o ganho para o segundo lóbulo não ultrapassa -13 dB, para qualquer configuração apresentada até o momento.

2.1.2- CANCELAMENTO DAS DIREÇÕES INTERFERENTES EM UM ULA

Como foi mostrado na Seção 2.1.1 pode-se controlar a resposta espacial do ganho de um *beamforming* no que diz respeito à direção desejada e à atenuação de lóbulos laterais. Além disto é possível também cancelar o ganho em certas direções, desde que o número de direções não ultrapasse o número de sensores do *array* menos um. Este procedimento é utilizado quando é necessário atenuar os sinais que chegam de direções cujos ângulos são diferentes da direção, o que faz aumentar a relação sinal-ruído na saída do *beamformer*.

Assumindo um *beamforming* com ganhos: unitário na direção desejada e nulo nas direções de sinais interferentes, será visto a seguir como calcular os pesos do *beamforming* para satisfazer as restrições.

Seja S_0 o *steering vector* da direção principal e S_1, \dots, S_K os *steering vectors* para as direções interferentes.

O vetor de peso desejado é a solução para as seguintes equações simultâneas:

$$W^H S_0 = 1 \quad (2.21)$$

$$W^H S_k = 0 \quad \text{para } k = 2, \dots, N$$

(2.22)

Seja a matriz S contendo os vetores de direção:

$$S = [S_0 \ S_1 \ \dots \ S_K] \in \mathbb{C}^{N \times (K+1)} \quad (2.23)$$

O vetor de pesos P é

$$P = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \quad (2.24)$$

Para $K = N-1$, onde N é o número de elementos do sensor S será uma matriz quadrada, e o vetor de peso poderá ser encontrado por:

$$W^H = P S^{-1} \quad (2.25)$$

Para que a matriz S^{-1} exista, é necessário que os vetores de direção sejam linearmente independentes.

Quando $K < N-1$, S não será quadrada e a pseudo-inversa é utilizada para calcular o vetor de pesos, ou seja:

$$W^H = PS^H (SS^H)^{-1} \quad (2.26)$$

Para ilustrar este método consideremos o sistema ilustrado na Figure 2.10, onde existem sete sinais incidindo cada um com um ângulo de chegada diferente em um *array* em linha com sete sensores. Vamos supor que estamos interessados apenas no sinal S_0 que incide no *array* formando 10° com sua normal, os demais são considerados ruídos, cujos ângulos estão indicados na Tabela 2.2.

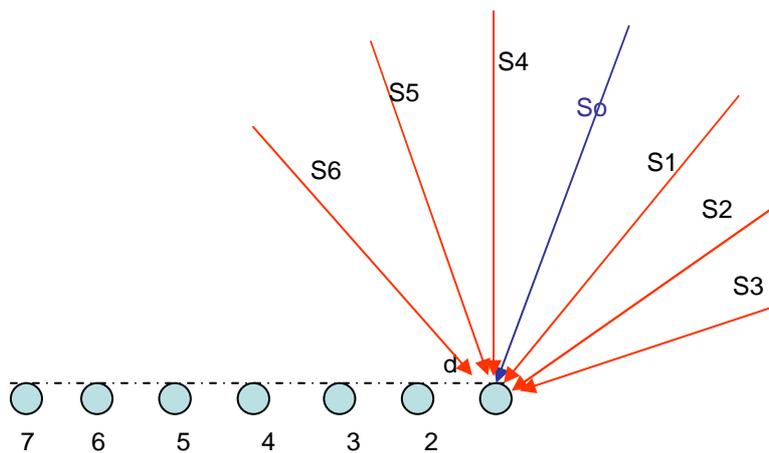


Figura 2.10 - *Array* com sete sinais incidentes.

Tabela 2.2 – Direções de chegada dos Sinais no *array*.

Sinais	S_0	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
Direções (Graus)	10°	30°	50°	70°	-5°	-25°	-50°

Usando a equação (2.26) achamos os valores apresentados na Tabela 2.3 para o vetor de pesos, considerando os sinais como ondas sonoras de comprimento de onda unitário.

Tabela 2.3 – Coeficientes do vetor peso (W).

Nº do coeficiente (W_i)	1	2	3	4	5	6	7
Módulo(α_i)	0,1333	0,1684	0,1405	0,1402	0,1405	0,1684	0,1333
Fase(rad) (β_i)	0,1759	0,2176	0,9613	1,6366	2,3119	3,0556	3,0973

Aplicando os valores da Tabela 2.3 na equação (2.11), obtemos o ganho do *array* através da seguinte equação:

$$C(f, \theta) = \sum_{i=1}^N w_i e^{-jK(i-1)d \sin(\theta)} = \sum_{i=1}^N \alpha_i e^{-j(K(i-1)d \sin(\theta) - \beta_i)} \quad (2.27)$$

Plotando o gráfico do ganho do *beamforming* em função do ângulo de chegada, obtemos a Figura 2.11, onde se pode observar os vales (marcados com círculos vermelhos) coincidindo com as direções dos ruídos da Tabela 2.2, e o pico do lóbulo principal (marcado com círculo azul) apontando para a direção do sinal desejado, como havíamos projetado.

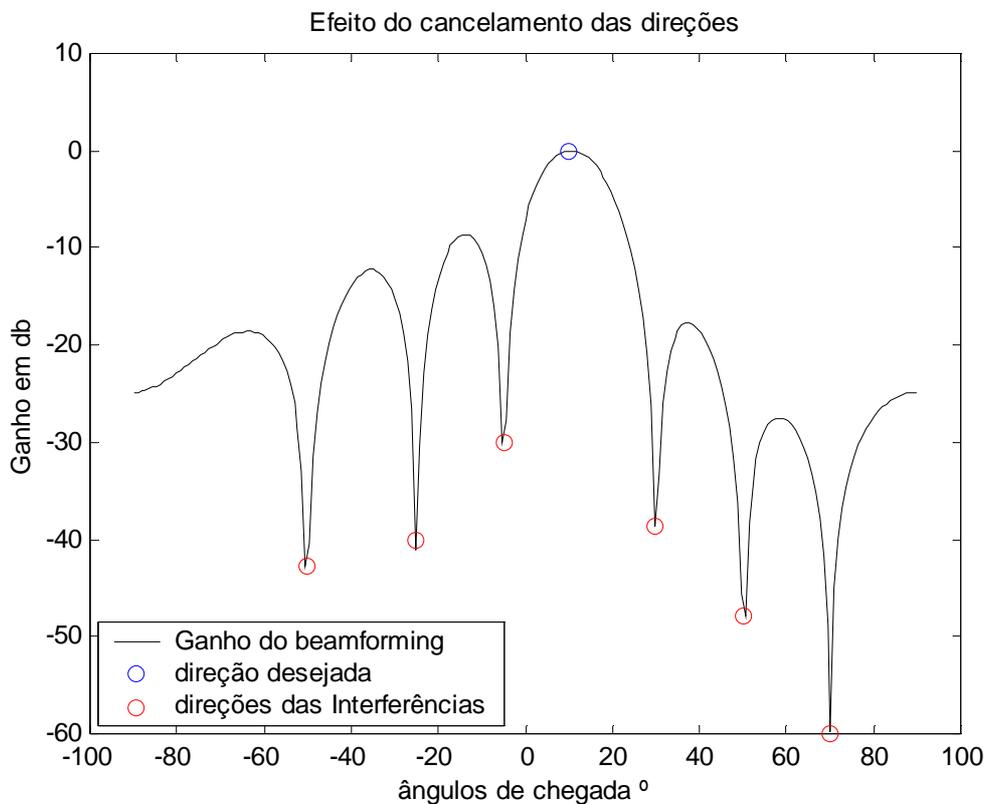


Figura 2.11 – Ganho do *array* com cancelamento de direções.

2.2 - ARRAY CIRCULAR UNIFORMEMENTE ESPAÇADO (UCA)

Para compreendermos a formulação do *array* circular, iniciamos com a aplicação de um *array* inserido no espaço tridimensional, onde os sensores podem estar localizados sobre uma circunferência contida em um plano.

Considere um *array* circular de raio “R” com N sensores simetricamente localizados sobre uma circunferência, conforme pode ser visto na Figura 2.12. Seja a frente de onda incidindo no *array* com ângulos θ e ϕ no ponto P.

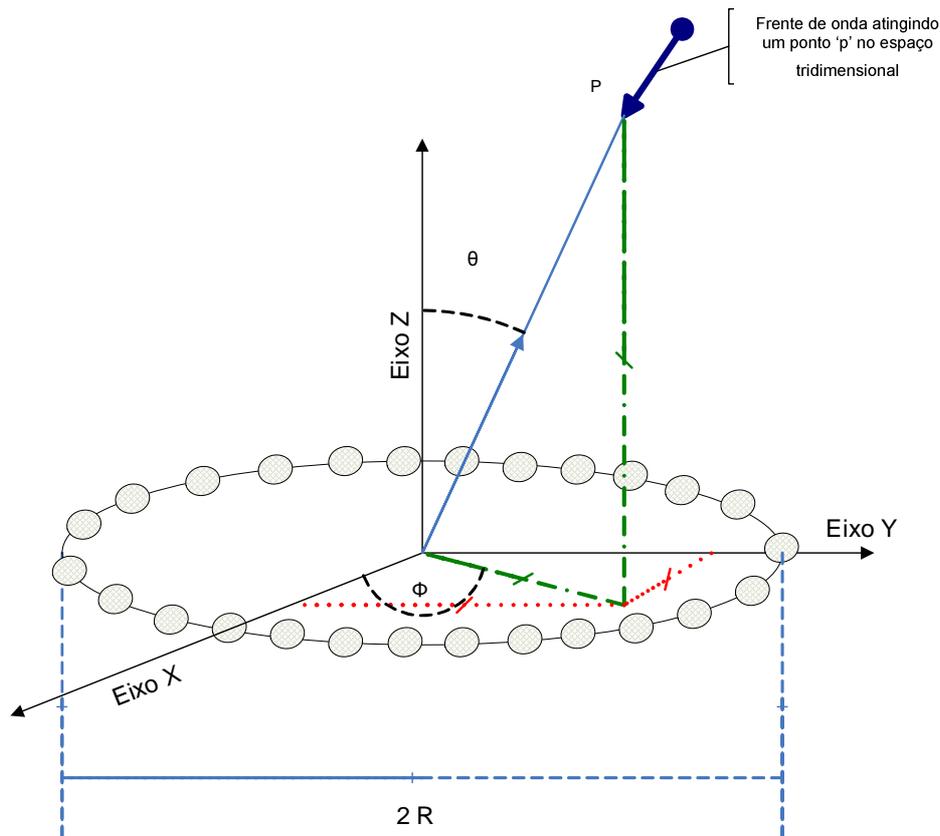


Figura 2.12 - Frente de onda incidindo em um *Array* Circular.

Conforme [2] e [3], o vetor de posição de um *array* pode ser determinado pela equação:

$$F(\theta, \phi) = \sum \exp(jk \vec{r}_n \cdot \vec{r}) \quad (2.28)$$

onde

k é o número de ondas definido na equação (2.10);

\vec{r}_n é o vetor de posição do n-ésimo elemento sensor, relativo à referência escolhida (neste caso a referência é o centro da circunferência);

\vec{r} é um vetor unitário na direção do ponto P no espaço, partindo da referência do sistema .

Estes vetores podem ser escritos como:

$$\vec{r}_n(x_n, y_n, z_n) = \vec{X}x_n + \vec{Y}y_n + \vec{Z}z_n \quad (2.29)$$

onde $\vec{X}, \vec{Y}, \vec{Z}$ são os vetores unitários nas direções de cada eixo X, Y e Z, ou:

$$\vec{r} = \vec{X} \sin(\theta) \cos(\phi) + \vec{Y} \sin(\theta) \sin(\phi) + \vec{Z} \cos(\theta) \quad (2.30)$$

Para obter-se o *array* circular sobre o plano X-Y, com está ilustrado na Figura 2.13 (a), faz-se:

$$\theta = 90^\circ, \text{ logo } z_i = 0$$

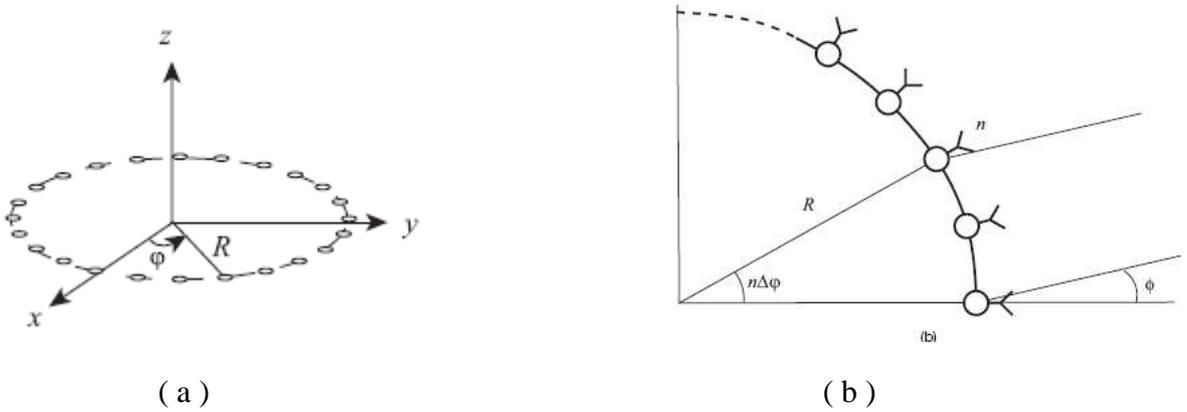


Figura 2.13 – (a) *Array* circular $\theta = 90^\circ$, (b) Sinal coplanar ao *array*.

Através do *array* representado na Figura 2.15 (b), obtém-se os seguintes vetores de posição para o sinal e para o n-ésimo elemento sobre o *array*:

$$\begin{aligned} \vec{r}_n(x_n, y_n) &= [R \sin((n-1)\Delta\phi) \quad R \cos((n-1)\Delta\phi)] \\ \vec{r} &= [\sin(\phi) \quad \cos(\phi)] \end{aligned} \quad (2.31)$$

Do produto interno obtém-se:

$$\vec{r}_n \cdot \vec{r} = R [\sin((n-1)\Delta\phi) \quad \cos((n-1)\Delta\phi)] \begin{bmatrix} \sin(\phi) \\ \cos(\phi) \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}\bar{r}_n \cdot \bar{r} &= R[\sin((n-1)\Delta\phi)\sin(\phi) + \cos((n-1)\Delta\phi)\cos(\phi)] \\ \bar{r}_n \cdot \bar{r} &= R\cos(\phi - (n-1)\Delta\phi)\end{aligned}\quad (2.32)$$

A resposta espacial para o ganho do *array* circular com N elementos é determinada pela equação abaixo:

$$F(\theta, \phi) = \sum A_n \exp(jk\bar{r}_n \cdot \bar{r}) = \sum_{n=1}^N A_n \exp(jkR\cos(\phi - (n-1)\Delta\phi)) \quad (2.33)$$

onde A_n são os pesos complexos determinados pela equação (2.16), a fim de controlar os lóbulos secundários e a direção de busca.

Para o *array* em linha, a fase do vetor peso havia sido definida pela expressão (2.17). Para o *array* circular, ela é determinada por:

$$\beta_n = -jkR(\cos(\phi_o - (n-1)\Delta\phi)) \quad (2.34)$$

onde

ϕ_o é o ângulo da direção de busca;

$\Delta\phi = \frac{2\pi}{N}$ é o afastamento angular entre os sensores do *array* circular.

Assim o ganho espacial do *array* é definido como:

$$F(\phi) = \sum_{n=1}^N \alpha_n \exp(jkR(\cos(\phi - (n-1)\Delta\phi) - \cos(\phi_o - (n-1)\Delta\phi))) \quad (2.36)$$

A amplitude do peso α_n é determinado por um dos métodos de janelamento sugeridos na Seção 2.1.1, ou pelos coeficientes da janela cardióide sugeridos em [5]:

$$\alpha_n = \frac{(1 + \cos(\varphi_n))}{2\exp(1 - \cos(\varphi_n))^2} \quad (2.37)$$

$$\varphi_n = (\phi - (n-1)\Delta\phi) \quad (2.38)$$

Outro fator que deve ser levado em conta no projeto do *array* circular é o comprimento do raio R do círculo que contém os N sensores. Este deve ser escolhido de forma que a distância d entre dois elementos sensores seja menor ou igual a meio comprimento de onda $\lambda/2$, para a frequência de projeto, o que está ilustrado na Figura 2.14.

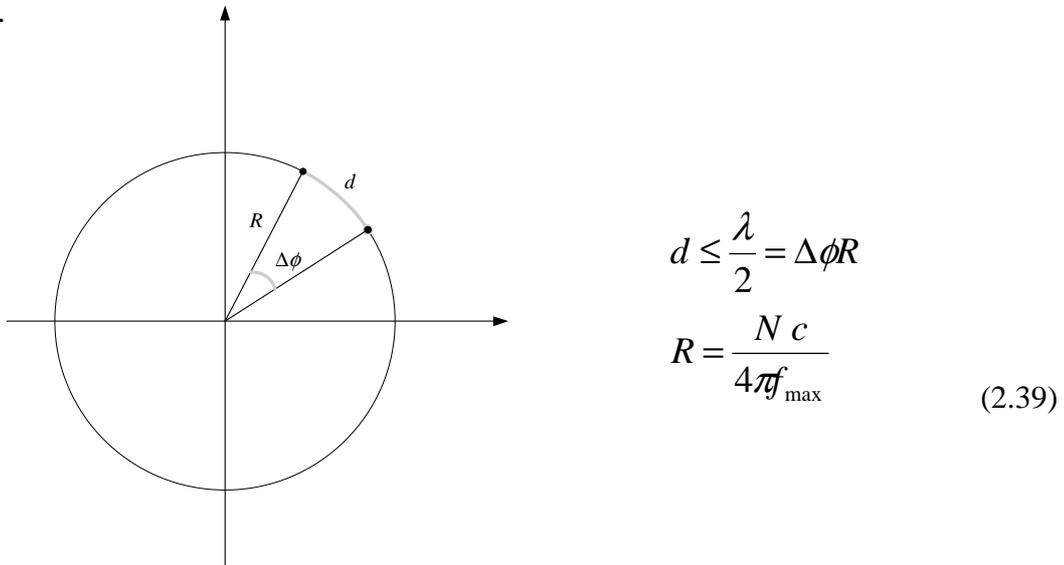


Figura 2.14 - Distância entre dois sensores no *array*.

Para concluir esta seção, seja o *array* circular com 16 elementos igualmente espaçados, representado na Figura 2.15.

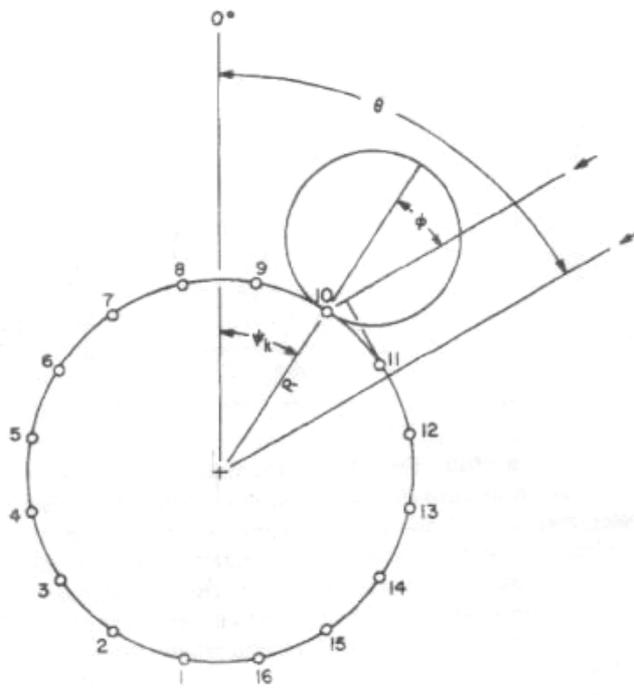


Figura 2.15 - *Array* circular com 16 elementos.

O diâmetro do *array* é relacionado com o comprimento de onda por:

$$D = 2R = \frac{\lambda}{\Delta\phi} = \frac{16}{2\pi} \lambda$$

$$D = 2,5465\lambda$$

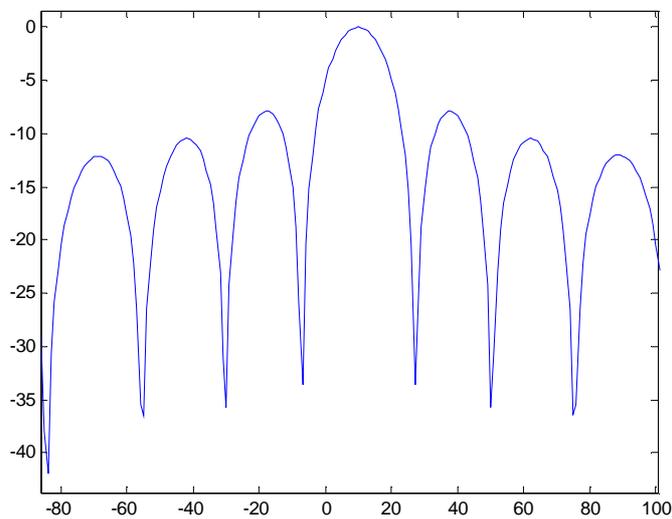
O ângulo entre elementos é:

$$\Delta\phi = \frac{360^\circ}{16} = 22,5^\circ$$

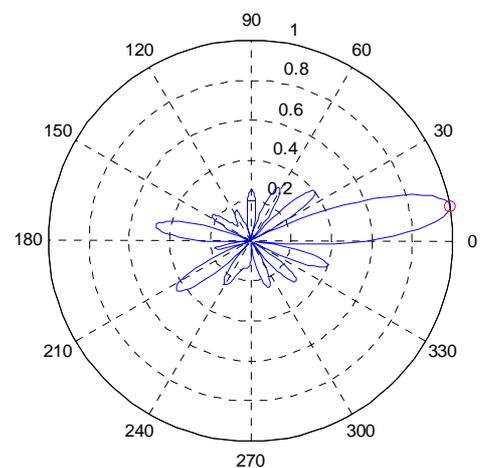
Assim, o ganho espacial do *array* é calculado por:

$$F(\phi) = \sum_{n=1}^{16} \alpha_n \exp(j2,5465\pi(\cos(\phi - (n-1)22,5^\circ) - \cos(10^\circ - (n-1)22,5^\circ))) \quad (2.40)$$

Variando-se o ângulo ϕ com o *steering vector* fixo em $\phi_0=10^\circ$, obtém-se o gráfico do ganho da equação (2.40), mostrado na Figura 2.16 para a janela retangular, e na Figura 2.19 para a janela cardióide.



(a)



(b)

Figura 2.16 - (a) Ganho espacial do *array* circular, com $N=16$, $\phi_0=10^\circ$, α_n : janela retangular; (b) representação em coordenadas polares.

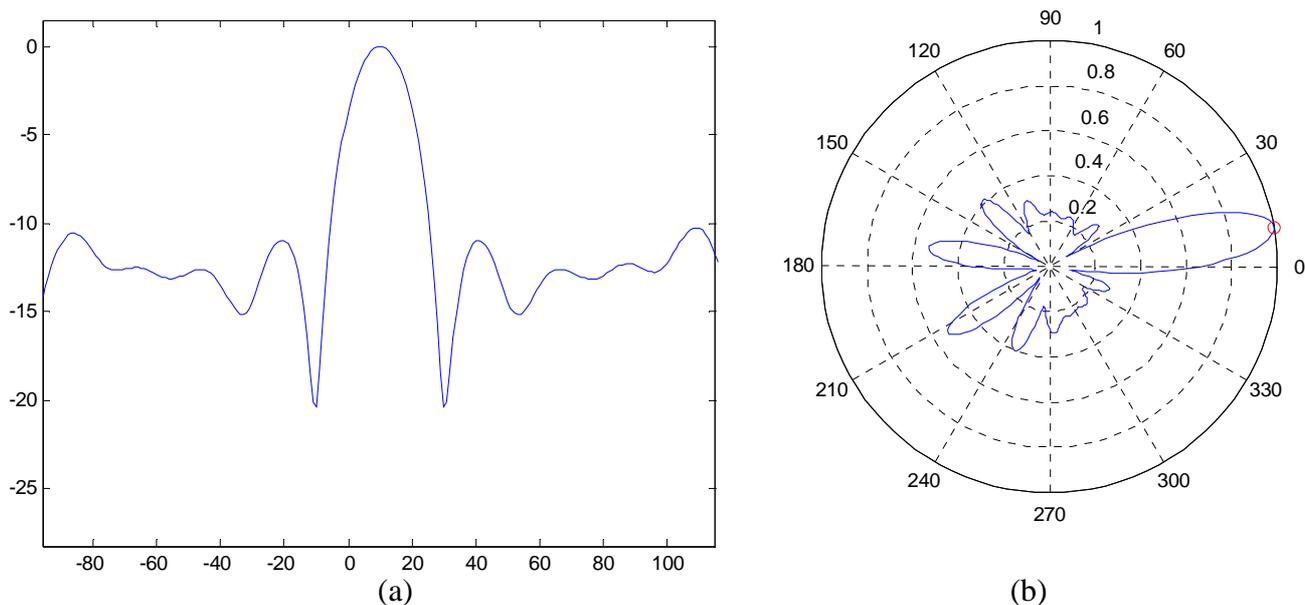


Figura 2.17 - (a) Ganho espacial do *array* circular, com $N=16$, $\phi_o=10^\circ$, α_n : janela Cardióide; (b) representação em coordenadas polares

2.3 O SISTEMA SONAR PASSIVO SUBMARINO

O equipamento de escuta submarina é o mais importante dos sistemas de detecção, tendo seu alcance limitado pela intensidade da fonte de ruído a ser detectada e pelas condições acústicas do meio, tais como: temperatura, profundidade e salinidade da água. O alcance em alto mar pode ser muito longo, tendo registros de localização de concentração de navios a uma distância de 50 milhas; porém, ao contrário dos sonares ativos, a medição da distância do contato não é um procedimento matemático fácil e imediato no sonar passivo.

O sistema de escuta submarina consiste de um arranjo de hidrofones combinados em um mesmo conjunto. A recepção e precisão das respostas obtidas dos sinais emitidos no meio por um sonar dependem, além da intensidade das fontes e das condições acústicas do meio, da geometria e do número de sensores que o caracterizam, sendo que estes definem a faixa de frequência e a diretividade do *array*. A sensibilidade individual dos hidrofones também define a qualidade da resposta.

O *array* de hidrofones normalmente está localizado acima da linha d'água durante a navegação na superfície para permitir uma manutenção fácil, caso contrário seria necessário docar o submarino para realizar o reparo.

O SONAR utilizado nos Submarinos IKL 209, classe Tupi da Marinha Brasileira, é o CSU- 83-1 /014, que é um arranjo de Hidrofonos Cilíndricos (CHA) com três circunferências dispostas na superfície cilíndrica, contendo 96 hidrofones igualmente espaçados. A Figura 2.18 mostra este arranjo.

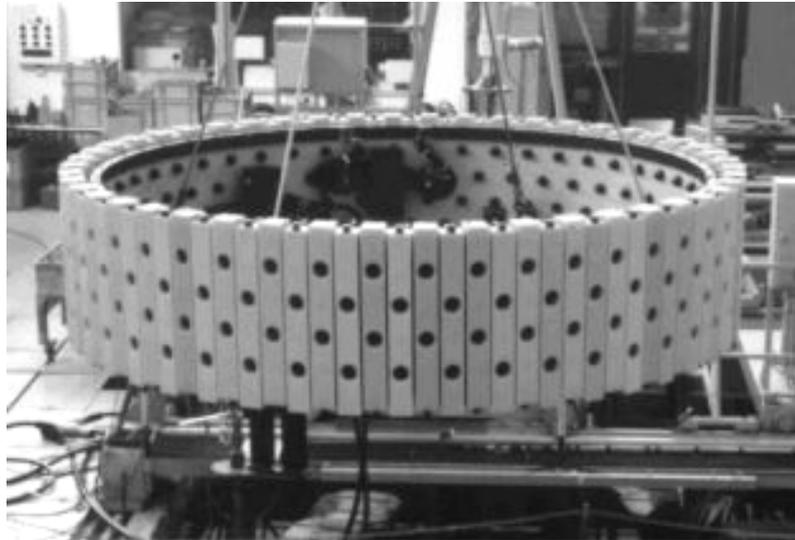


Figura 2.18 - Foto da montagem de um *array* cilíndrico.

2.3.1 - GEOMETRIA DO ARRAY E RESPOSTA ESPACIAL

Nesta seção é apresentada, conforme referência [5], uma breve revisão do projeto do CHA, e em seguida é plotada sua resposta espacial para duas frequências de operação, coincidindo com as frequências limites de projeto. Para um raio de circunferência fixo, examinaremos o número de sensores por setor circular que pode capturar uma frente de onda incidente e a faixa de frequências que o SONAR pode capturar.

Como foi mencionado na Seção 2.3, cada circunferência do CHA possui 96 elementos sensores igualmente espaçados sobre o círculo, numerados conforme a Figura 2.19 para facilitar a identificação da direção.

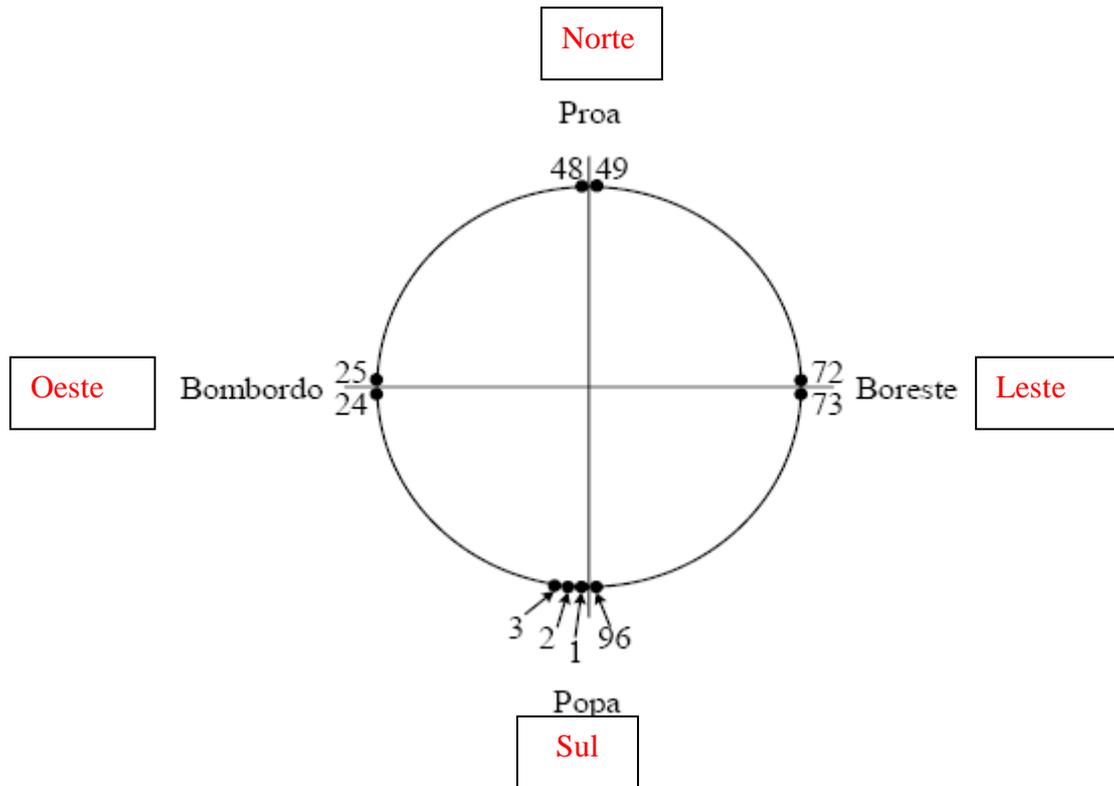


Figura 2.19 - Distribuição dos 96 sensores na circunferência.

O afastamento angular entre dois sensores consecutivos é determinado por :

$$\Delta\varphi = \frac{360}{N} = \frac{360^\circ}{96} = 3,75^\circ \quad (2.41)$$

sendo N o número de sensores do *array*.

Para uma frente de onda incidindo em um *array* circular em uma determinada direção, e devido ao alcance dos sensores com relação à direção de chegada do sinal, o número de sensores sobre o *array* capazes de captar um sinal do espaço é restrito e o conhecimento prévio da resposta direcional é necessária.

2.3.2- RESPOSTA DIRECIONAL DO SENSOR

A potência com que um sinal incidente em um sensor é capturado depende da direção de chegada do sinal com relação ao eixo frontal do *array*, chamado de *broadside*, ou direção de máxima resposta. Este fenômeno é idêntico ao que acontece com os microfones piezoelétricos.

Uma aproximação para o ganho direcional levantado experimentalmente é uma função cosseno [6]:

$$g(\phi)^2 = \cos(\phi) \quad (2.42)$$

cuja resposta direcional espacial é representado na Figura 2.20.

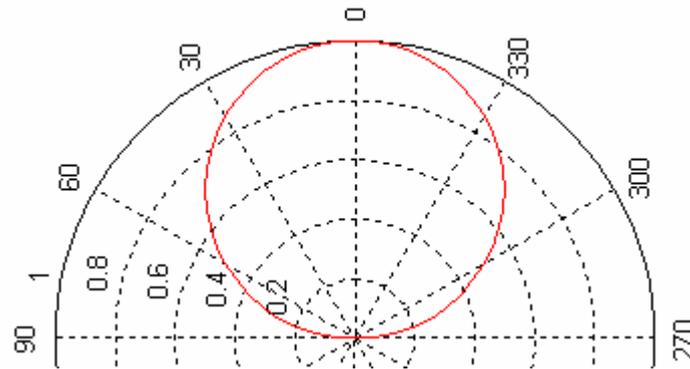


Figura- 2.20 – Resposta direcional para a função (2.42)

Da equação (2.42), pode-se determinar qual o limiar de resposta do sensor para um ganho de -3db, ou seja:

$$\begin{aligned} -3db &= 10\log(g(\phi_{\max})^2) \\ \cos(\phi_{\max}) &= 10^{-0,3} = 0,5012 \\ \phi_{\max} &= \pm 60^\circ \end{aligned} \quad (2.43)$$

Pode-se perceber na Figura 2.22 que a curva do ganho intercepta as retas de 60° e 300° no ponto 0,5.

Desta forma pode-se definir os setores de corte e de passagem através do ângulo de incidência ϕ do sinal espacial, ou seja:

- Setor de passagem: $|\phi_{\max}| < 60^\circ$
 - Setor de corte: $|\phi_{\max}| > 60^\circ$
- (2.44)

2.3.3 - ARRAY PROJETADO EM UMA CORDA

Tendo em vista que o alcance dos sensores está restrito ao setor de passagem, dado pela equação (2.43), o arco do *array* circular capaz de captar o sinal de uma frente de onda incidente ao seu *broadside* possui M elementos, calculados pela equação:

$$M = \frac{N}{3} \quad (2.45)$$

Para $N=96$, $M = 32$. Neste caso o arco será:

$$\Psi_{\max} = 2\phi_{\max} = 360^\circ \frac{(M-1)}{N} \quad (2.46)$$

$$\Psi_{\max} = 116,25^\circ$$

e o limiar da resposta do *array* será:

$$\phi_{\max} = 58,125^\circ \quad (2.47)$$

Definimos a corda do arco projetado como a reta que está compreendida entre os trinta e dois hidrofones pré-formados, conforme ilustrado na Figura 2.23.

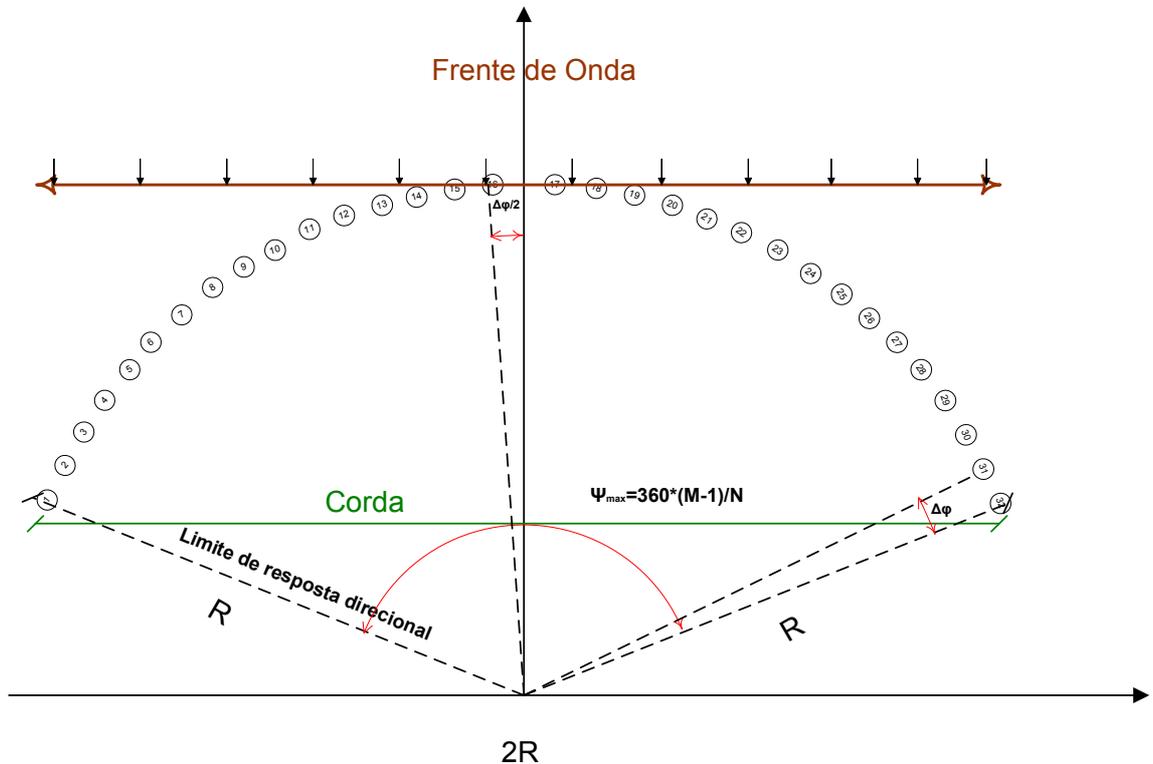


Figura 2.21 - Onda plana incidente em um *array* em arco com 32 sensores limitados por uma corda.

A Figura 2.21 nos auxilia no cálculo das frequências de operação do *array*. Ao projetarmos os 32 sensores do *array* em arco na corda, encontramos 32 novos sensores desigualmente espaçados, mostrados na Figura 2.22. A menor distância (dx) e a maior distância (L) encontradas nestas projeções são igualadas a meio comprimento de onda e os limites das frequências são obtidos. Estas frequências são determinadas abaixo, admitindo o raio R igual a 1,4 metros.

- Frequência máxima:

$$dx = R \left(\sin \left(31 \frac{\Delta\phi}{2} \right) - \sin \left(29 \frac{\Delta\phi}{2} \right) \right) \quad (2.48)$$

$$f_{\max} = \frac{c}{2dx} = 14.735 \text{ Hz} \quad (2.49)$$

- Frequência mínima:

$$L = 2R \left(\sin \left(\frac{\phi_{\max}}{2} \right) \right) \quad (2.50)$$

$$f_{\min} = \frac{c}{2L} = 315 \text{ Hz} \quad (2.51)$$

As distâncias verticais, h_1 a h_{16} , entre a frente de onda e os sensores também estão destacadas na Figura 2.22, tomando como referências os sensores 16 e 17, os quais são os primeiros a serem atingidos pela frente de onda .

Estas distâncias nos fornecem o atraso de tempo que existem entre os sensores do feixe e os sensores referências 16 e 17.

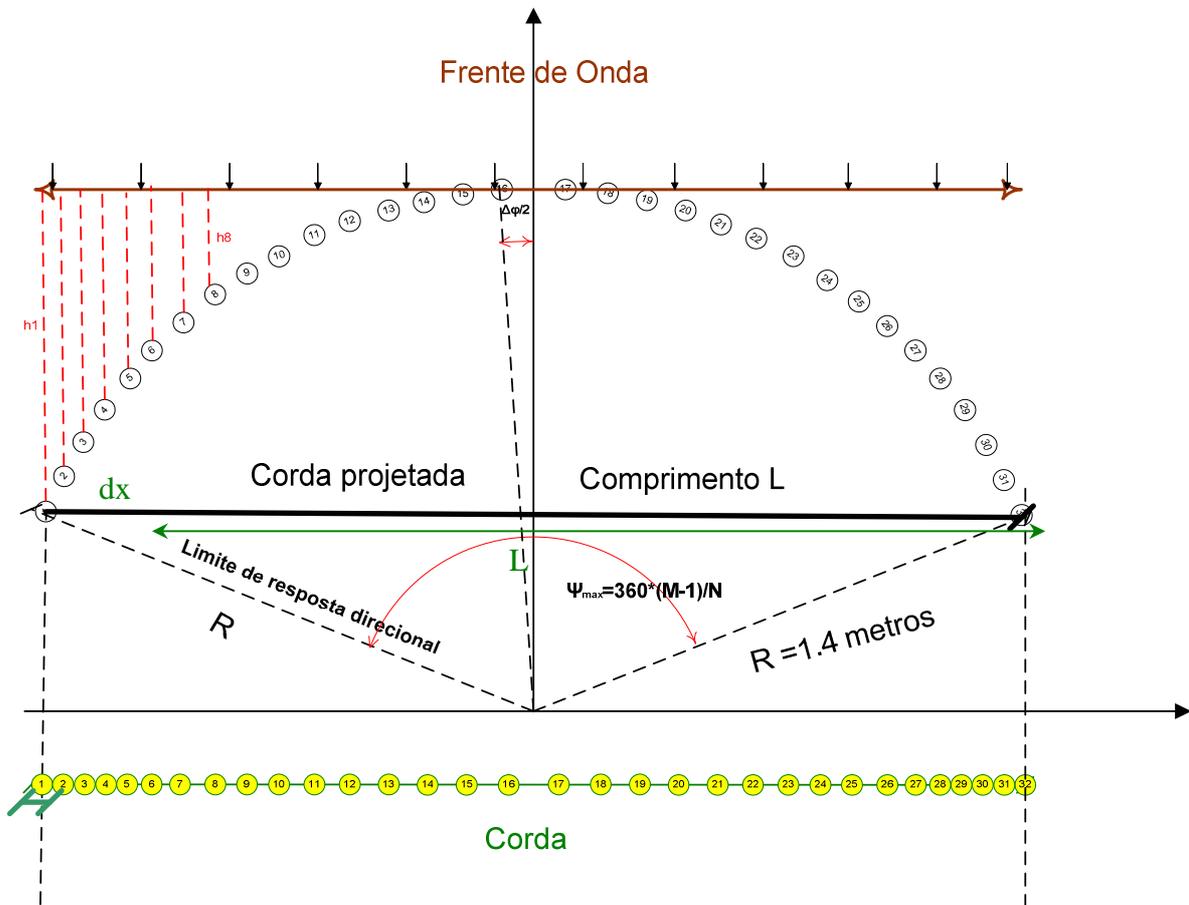


Figura 2.22 - Array projetado desigualmente espaçado.

As distâncias h_i são determinadas por:

$$h_i = R(\cos(1,875^\circ) - \cos(1,875^\circ + 3,75^\circ(i - 1))), \quad 1 \leq i \leq 16 \quad (2.52)$$

Então para uma frente de onda sonora os atrasos de tempo são determinados por:

$$\tau_i = \frac{h_i}{c} \quad (2.53)$$

Para o sonar deste trabalho, as distâncias h_i (em metro) são plotadas no gráfico da Figura 2.23. Os elementos h_{17} a h_{32} possuem simetria em relação aos elementos h_1 a h_{16} e por este motivo não foram aqui representados.

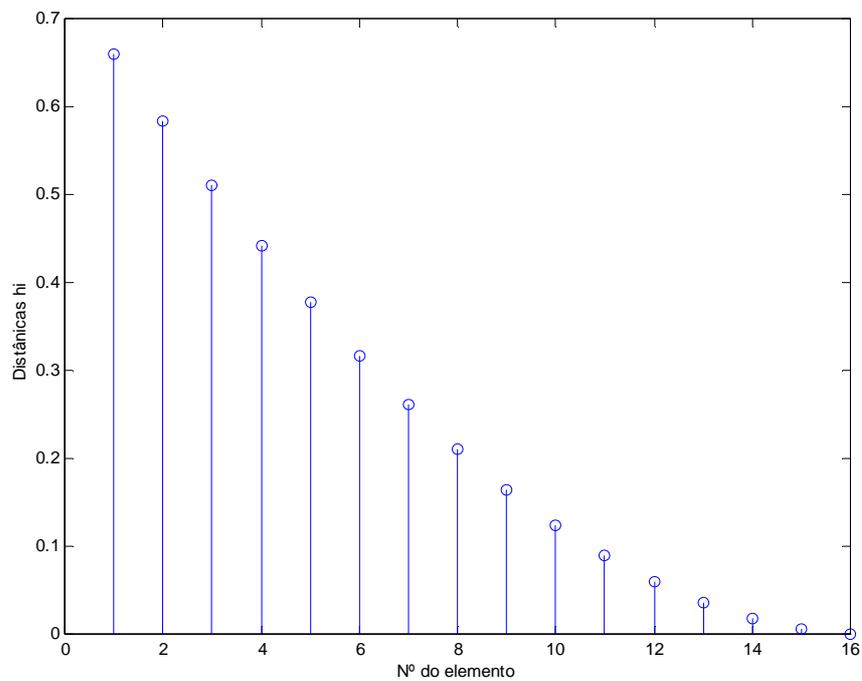


Figura 2.25- Distâncias dos elementos a Frente de Onda .

Uma outra forma de representação da resposta do *array* circular em arco com 32 elementos, dado pela equação (2.36), será deduzida com o auxílio da Figura 2.24. Considerando a frente de onda incidindo no *array* em arco formando um ângulo ϕ com o eixo referência 0° e atingindo primeiramente os sensores 9 e 10, as distâncias entre os demais sensores com relação à frente de onda podem ser determinadas pelas alturas h'_i da equação (2.54), com o auxílio do triângulo circunscrito da Figura 2.25.

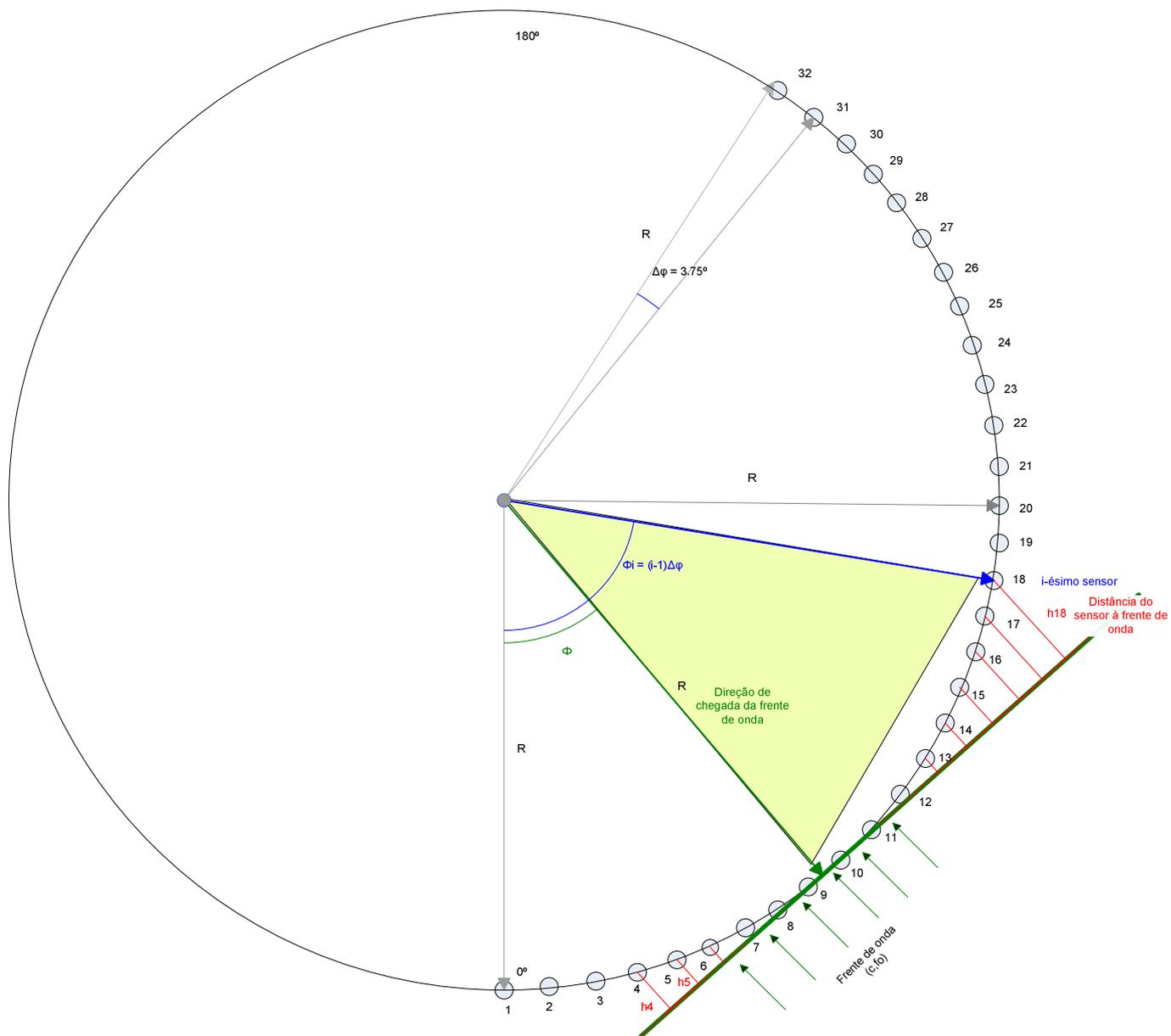


Figura 2.24 - Frente de onda incidindo com um ângulo qualquer (ϕ) em um *array* circular .

$$\alpha_i = (\phi_i - \phi)$$

com

$$\phi_i = (i - 1)\Delta\phi$$

$$h_i' = R(1 - \cos(\alpha_i)) \quad (2.53)$$

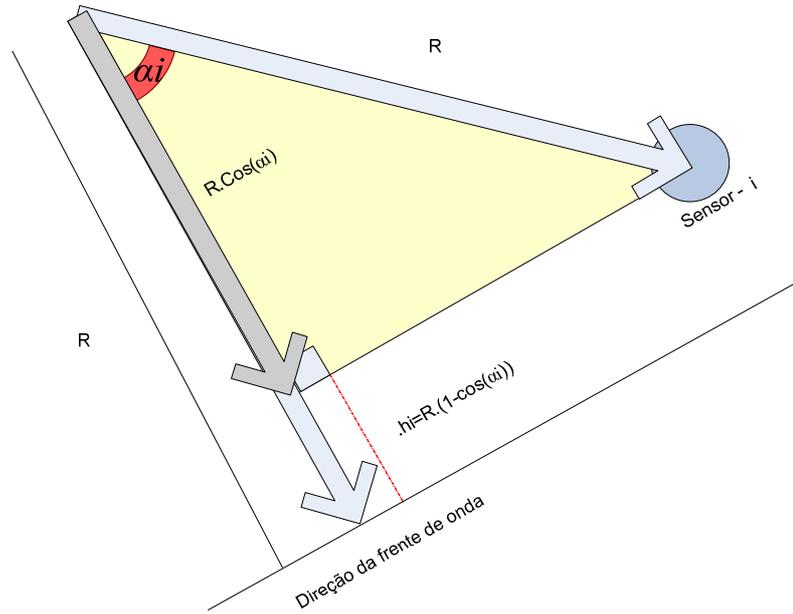


Figura 2.25- Desnível (h_i) entre a frente de onda e o i -ésimo sensor.

Reescrevendo a equação (2.36) em função das novas constantes de tempo, tem-se:

$$F(f, \phi) = \sum_{n=1}^N \sigma_n \exp(jkR(-\cos(\alpha_n) + \cos(\alpha_{n,o}))) \quad (2.54)$$

onde :

σ_n é o n -ésimo coeficiente do janelamento;

$$\alpha_{n,o} = (\phi_n - \phi_o), \text{ com } \phi_o \text{ igual a direção desejada.} \quad (2.55)$$

Como a constante k depende da frequência, podemos achar a resposta direcional do *array* como função da frequência e da direção de chegada do sinal.

Na Figura 2.26, temos a resposta espacial para o *array* circular do SONAR, nas frequências de 400 e 12.800 Hz. Percebe-se uma melhoria na diretividade da resposta do ganho do *array* com o aumento da frequência, além da redução dos lóbulos laterais desta resposta.

Para as baixas frequências, sinais com DoA muito próximas não podem ser filtrados espacialmente. Logo, uma distorção na forma resultante é inevitável.

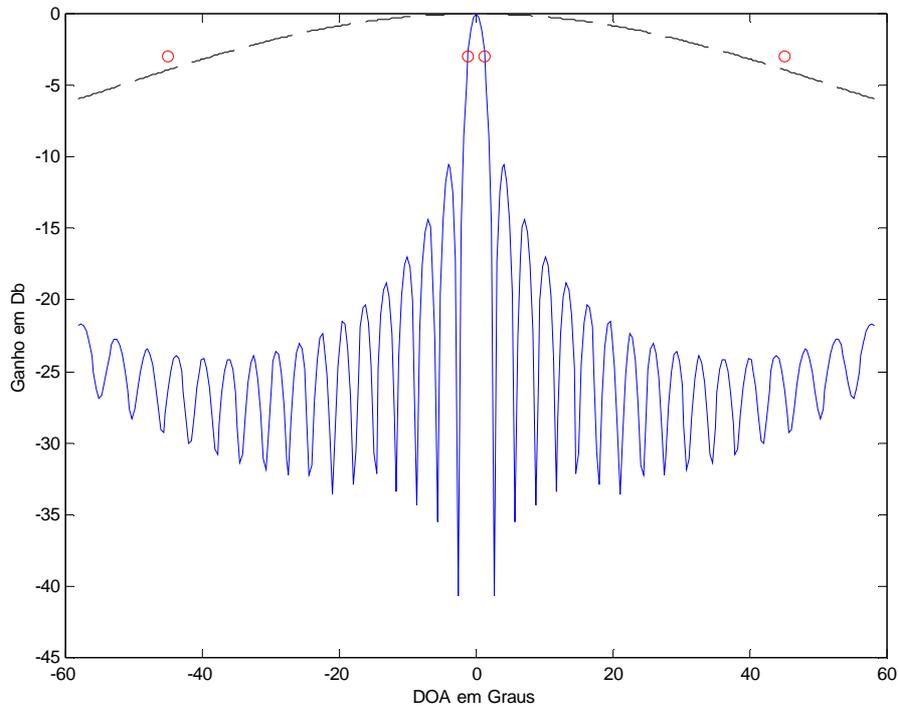


Figura 2.26 – Resposta espacial do *array*, para as frequências de: 400 Hz e 12.800 Hz.

A Figura 2.27, mostra a variação da diretividade do *array* do SONAR com a frequência do sinal. Neste gráfico podemos perceber duas assíntotas que delimitam a saturação da diretividade do *array* com a frequência. Quanto maior for a frequência de um sinal incidente, mais diretivo (preciso) será o *array* na captura deste sinal em sua direção de propagação. Já para as baixas frequências, ocorre a degradação do filtro espacial, pois sinais oriundos de direções bem distintas podem ser confundidos e somados na direção de busca do *array*.

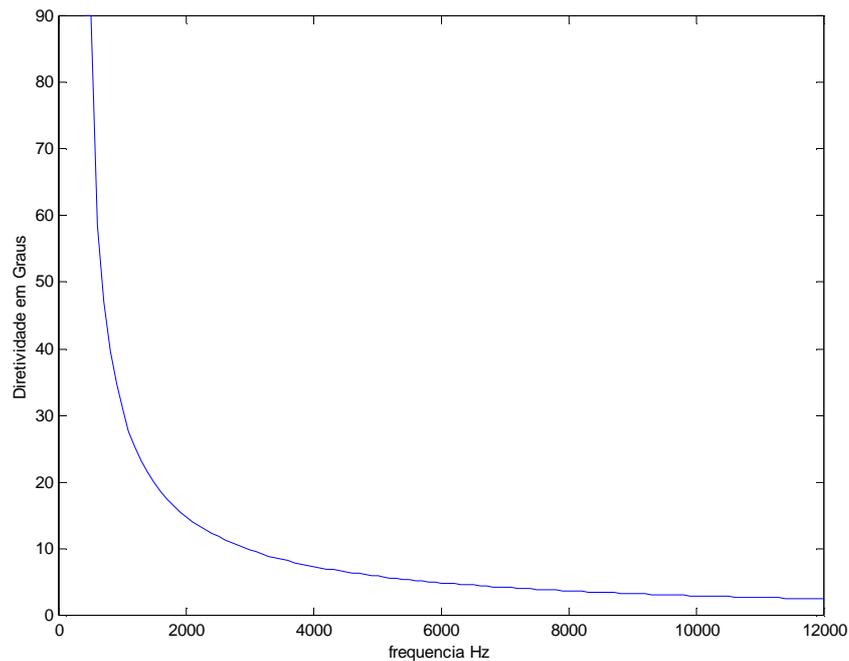


Figura 2.27 - Resposta direcional do *array* com a frequência.

CAPITULO 3 – FILTROS FRACIONÁRIOS

Neste capítulo será feita uma revisão das principais ferramentas utilizadas na literatura [7],[8],[9] para o projeto de filtros fracionários.

O filtro fracionário vem a ser um filtro digital que atrasa o sinal de entrada de um valor fracionário D , ao invés de um número inteiro. Ocorre que as amostras digitais de um sinal analógico são colhidas em instantes amostrais inteiros; no entanto, em algumas situações, como em um sinal capturado por um dos sensores em um *array* circular, o sinal amostrado pode estar atrasado de um múltiplo não inteiro do período de amostragem em relação ao sensor de referência. Isto ocorre devido à geometria da disposição dos elementos da antena e do ângulo de chegada da frente de onda com *broadside* do *array*.

Este capítulo está dividido em quatro seções. Na primeira é feita a introdução do filtro fracionário; na segunda são apresentadas duas técnicas de projetos do filtro fracionário FIR baseado na resposta em frequência complexa e mínimo erro quadrado [7]; na terceira é apresentado um projeto do filtro fracionário IIR; e por fim é apresentada a adaptação para o problema do *array* em arco.

3.1 – PRINCÍPIO DOS FILTROS FRACIONÁRIOS

Atrasar um sinal contínuo no tempo $x(t)$ de uma quantidade τ_d é conceitualmente simples. Um atraso no tempo pode ser definido como um operador linear, L , o qual resulta no sinal de saída $y(t)$ dado por:

$$y(t) = L\{x(t)\} = x(t - \tau_d) \quad (3.1)$$

A Figura 3.1(a) ilustra um sinal contínuo no tempo de uma onda quadrada com período de dez milissegundos (10 ms), e sua réplica atrasada de 2,5 ms.

Quando se converte a equação (3.1) para o tempo discreto pela amostragem do tempo, tem-se:

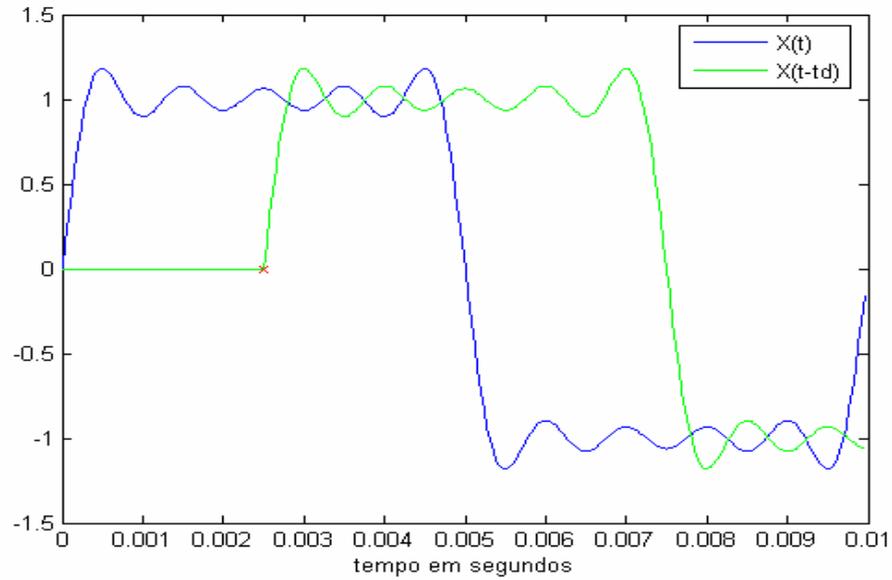
$$t = nT \quad (3.2)$$

onde n é um inteiro e T é o período de amostragem (no exemplo, $T = 1 / 25600$). Obtém-se, então:

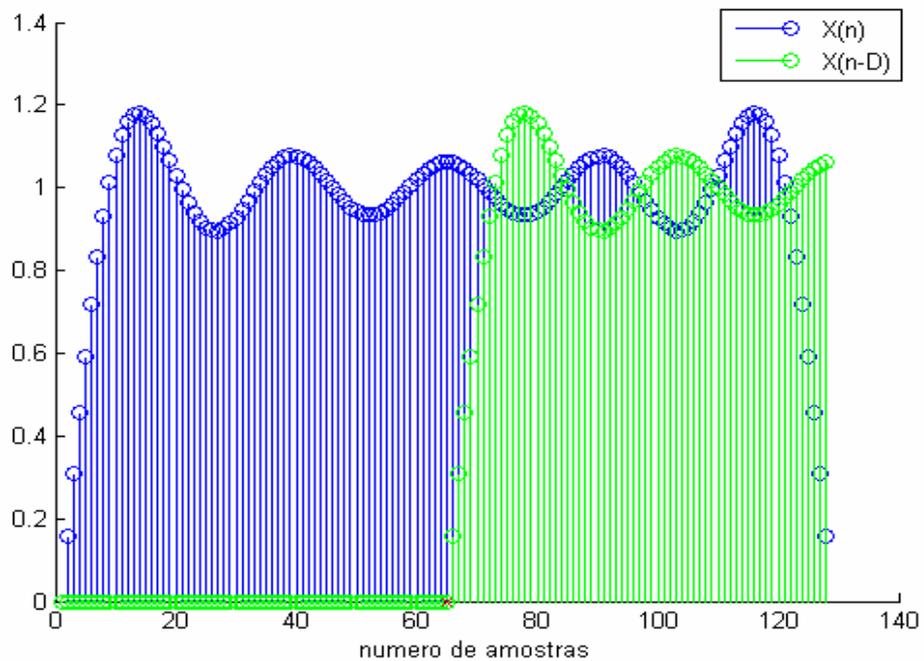
$$y(n) = x(n - D) \quad (3.3)$$

onde $D = \tau_d / T$.

A Figura 3.1(b) apresenta as amostras dos sinais original e atrasado após suas discretizações, evidenciando-se o atraso com um x nas amostras de número 65.



(a)



(b)

Figura 3.1 - (a) Sinal contínuo, (b) Sinal discreto com um x na amostra 65.

Na equação (3.3), para valores inteiros de D, a saída é igual ao sinal previamente amostrado, atrasado de D amostras. Porém, quando D não é um valor inteiro, deve-se tomar o valor entre duas amostras, o qual após a amostragem não é disponível.

O problema pode ser resolvido olhando o atraso como um processo de reamostragem do sinal original. A solução é obtida pela reconstrução do sinal contínuo e de banda limitada, o qual será deslocado para a posição D e reamostrado.

Não é necessário, na prática, reconstruir e reamostrar explicitamente o sinal. Este pode ser submetido a uma operação de filtragem linear apropriada em uma faixa de amostragem.

Como nas operações lineares invariantes no tempo, o atraso pode ser considerado um operador no domínio da transformada Z, cuja função de transferência para o sistema correspondente neste domínio é ilustrada na Figura 3.2, e a relação entrada-saída fornecida pela equação abaixo:

$$H_{id}(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{Z^{-D} X(z)}{X(z)} = Z^{-D} \quad (3.4)$$

onde o subíndice (id) significa ideal.

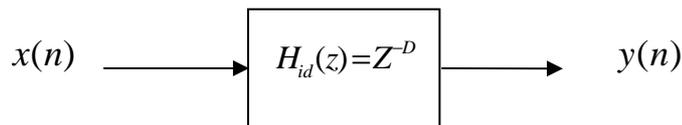


Figura 3. 2- Função de transferência (atraso de D amostras)

O termo Z^{-D} representa precisamente o filtro ideal da Figura 3.2 no domínio Z, que desempenha a operação de atraso no sinal amostrado $x(n)$. Como Z^{-D} não pode ser realizado com D fracionário, ele deve ser aproximado de alguma maneira.

Esta aproximação é alcançada no domínio da frequência, substituindo-se Z na função de transferência (3.4) por $e^{-j\omega}$, obtém-se:

$$H_{id}(e^{-j\omega}) = e^{-j\omega D} \quad (3.5)$$

A função de transferência (3.5) passa a ter a seguinte resposta em frequência para o ganho e fase:

$$\left| H_{id}(e^{-j\omega}) \right| = 1 \quad \text{para todo } \omega \quad (3.6)$$

$$\Theta_{id}(\omega) = \text{argumento} \{ H_{id}(e^{-j\omega}) \} = -D\omega \quad (3.7)$$

que corresponde a resposta de um sistema chamado passa-tudo.

A informação da fase é frequentemente representada pelo atraso de grupo:

$$\tau_p(\omega) = -\frac{\Theta(\omega)}{\omega} = D \quad (3.8)$$

que é uma medida do atraso introduzido pelo sistema.

3.1.1- SOLUÇÃO IDEAL

A aproximação para o filtro passa-tudo no domínio do tempo discreto, com ganho unitário e um atraso de fase D constante, é obtido pela resposta impulsiva da transformada inversa de Fourier no tempo discreto:

$$h(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega, \quad \text{para todo } n \quad (3.9)$$

Substituindo a equação (3.4) em (3.9), obtém-se:

$$h_{id}(n) = \frac{\sin(\pi(n-D))}{\pi(n-D)} = \text{sinc}(n-D) \quad \text{para todo } n \quad (3.10)$$

A equação (3.10) corresponde à função “sinc”. Quando o atraso D é um valor inteiro, a resposta impulsiva da equação (3.10) assume um único impulso em $n = D$, mas para um valor não-inteiro de D a resposta impulsiva é uma versão deslocada no tempo discreto da função “sinc” original (D inteiro), contendo infinitos coeficientes. A Figura 3.3 apresenta a resposta impulsiva do filtro ideal para duas situações: $D = 4,0$ e $D = 4,3$. Pode-se verificar nestes gráficos que a curva obtida para $D = 4,3$ é uma versão deslocada de “0,3 unidades de amostras” da curva para $D = 4,0$. Então, tomando dez

amostras compreendendo a largura da janela da Figura 3.3 de cada sinal, obtemos os seguintes vetores com as respostas impulsivas truncadas:

$$D = 4,0 \rightarrow h_{D=4}(n) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (3.11)$$

$$D = 4,3 \rightarrow h_{D=4,3}(n) = [0,0599 \ -0,0780 \ 0,1120 \ -0,1981 \ 0,8584 \ 0,3679 \ -0,1515 \\ 0,0954 \ -0,0696 \ 0,0548] \quad (3.12)$$

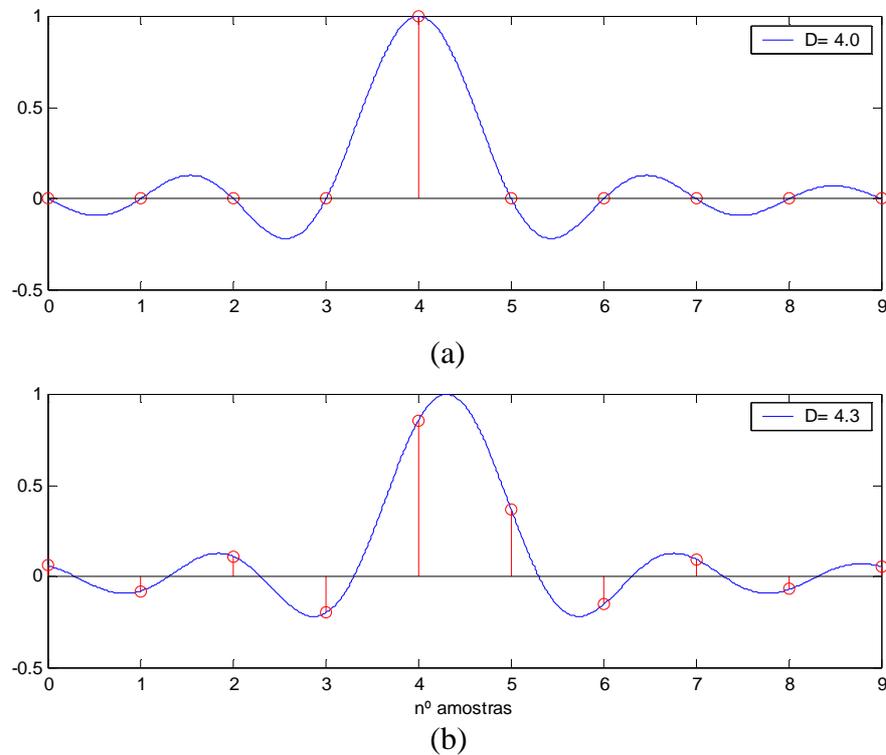


Figura 3.3 – Resposta impulsiva de um filtro de atraso com: (a) $D = 4,0$ e (b) $D = 4,3$.

Comparando-se os vetores das equações (3.11) e (3.12), percebe-se que um filtro fracionário introduz coeficientes não nulos nas posições nulas do atraso inteiro, conforme mostrado na Figura 3.3.

A resposta impulsiva ideal para o filtro de atraso fracionário tem duração infinita (ou muito longa) e é não causal, o que inviabiliza sua utilização para aplicações em tempo real. No entanto, a equação (3.10) fornece uma resposta para o problema original, onde o valor do sinal atrasado deve estar entre dois instantes amostrais inteiros. Logo, a

equação (3.10) é de fundamental importância no cálculo dos coeficientes utilizados na aproximação da resposta impulsiva pelo truncamento da série. Assim, podemos limitar a ordem do filtro FIR ou IIR ao truncarmos a série da resposta impulsiva, tendo em vista que os coeficientes vão se anulando ao se afastar de D .

3.2 – APROXIMAÇÕES DO FILTRO FRACIONÁRIO UTILIZANDO O FILTRO FIR

Vamos considerar uma aproximação de um filtro fracionário ideal com atraso D por um filtro FIR de ordem N e comprimento $L = N+1$, com função de transferência:

$$H(z) = \sum_{n=0}^N h(n)Z^{-n} \quad (3.13)$$

O filtro FIR é implementado através da estrutura da Figura 3.4.

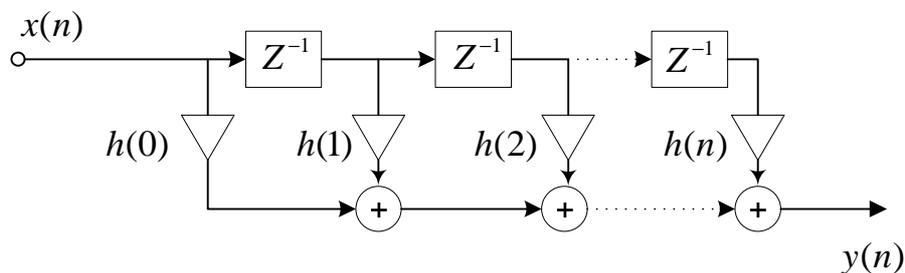


Figura 3.4 – Forma direta para implementar um filtro FIR de ordem N

Os coeficientes $h(n)$ serão determinados de forma a minimizar a norma da função erro no domínio da frequência, definida como:

$$E(e^{j\omega}) = H(e^{j\omega}) - H_{id}(e^{j\omega}) \quad (3.14)$$

A seguir são apresentados dois métodos para a obtenção de $h(n)$, baseados no método do mínimo erro quadrático.

3.2.1 - MÉTODO DIRETO ATRAVÉS DA INTEGRAL DO MÍNIMO ERRO QUADRÁTICO

Uma solução matemática direta para o problema do atraso fracionário é obtida através do projeto dos mínimos erros quadráticos, onde a norma dois da função erro é definida como

$$E = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} |H(e^{j\omega}) - H_{id}(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (3.15)$$

Utilizando o teorema de Parseval, a função custo no domínio da frequência pode ser convertida para o domínio do tempo, resultando em:

$$E = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |h(n) - h_{id}(n)|^2 \quad (3.16)$$

o que facilita a utilização da solução ideal para $h_{id}(n)$ dada na equação (3.10). Fica claro que, no caso do projeto do filtro FIR de fase linear, a solução ótima é obtida pelo simples truncamento da resposta ideal impulsiva.

Portanto, a solução causal ótima é expressa como:

$$h(n) = \begin{cases} \text{sinc}(n - D), & \text{para } M \leq n \leq M + N \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.17)$$

onde M é um índice inteiro do tempo discreto para o primeiro valor não nulo da resposta impulsiva. Pelo teorema da casualidade, deve-se assumir $M \geq 0$. A solução da equação (3.17) pode ser modificada ainda para um intervalo de um filtro passa-baixas com faixa de passagem $[0, \alpha\pi]$, resultando na resposta impulsiva:

$$h(n) = \begin{cases} \alpha \text{sinc}[\alpha(n - D)], & \text{para } 0 \leq n \leq N \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.18)$$

com $0 \leq \alpha \leq 1$

As seguintes observações a respeito deste método devem ser feitas:

1. O erro, devido à aproximação causada pelo truncamento em N elementos na resposta impulsiva, pode ser reduzido pelo aumento da ordem do filtro;
2. O menor erro para uma determinada ordem N é alcançado quando o atraso D for localizado no centro de gravidade da resposta impulsiva ideal, ou seja:

$$N = 2\text{int}(D) + 1 \quad (3.19)$$

onde $\text{int}(D)$ é a parte inteira do número D . Isto se deve aos valores da função sinc serem maiores em torno do valor central $n = D$, o qual deve ser localizado no centro do truncamento da resposta impulsiva.

3. Um outro problema causado pelo truncamento é o fenômeno de Gibbs [34], o qual causa um “*ripple*” nas respostas de ganho e fase do filtro. Este fenômeno é indesejável pois deteriora a resposta nas altas frequências. Para reduzir o fenômeno de Gibbs são utilizados os pesos da função de janelamento no domínio do tempo (Hamming, Kaiser ou Dolph-Cheby, por exemplo). Assim, a função (3.18) fica:

$$h(n) = \begin{cases} W(n-D)\text{sinc}(n-D), & \text{para } 0 \leq n \leq N \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.20)$$

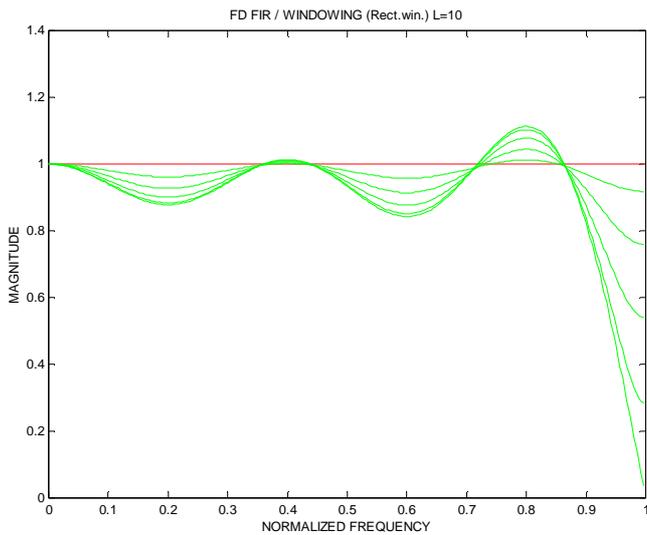
Para exemplificar o método, vamos determinar as respostas em frequência dos filtros FIR da equação (3.18), com $\alpha = 1$ na janela retangular, e (3.20) com $\beta = 50$ na janela de Kaiser, para os conjuntos de atrasos D_i da Tabela 3.1.

Tabela 3.1- Atrasos fracionários.

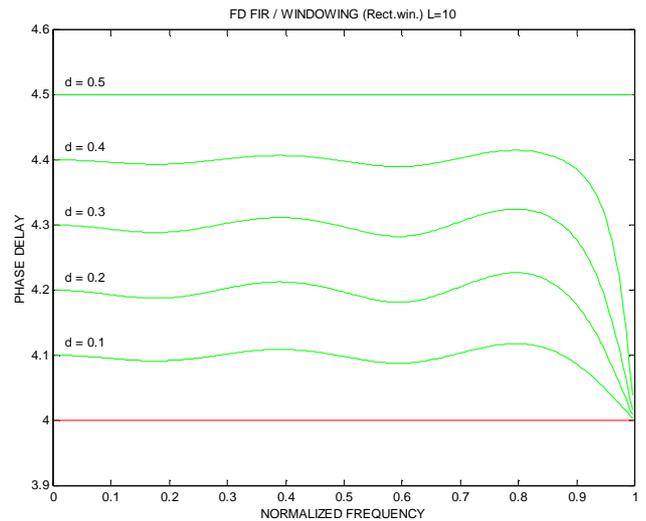
D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6
4.0	4.1	4.2	4.3	4.4	4.5

Para determinar o comprimento L dos filtros FIR, separamos do atraso fracionário D sua parte inteira I e sua parte decimal d e utilizando-se a equação (3.19) chega-se à ordem $N = 9$ e comprimento $L = 10$, para todos os atrasos da Tabela 3.1.

Os gráficos das respostas em frequência dos filtros FIR, para os cinco deslocamentos D_i da tabela 3.1 estão plotadas nas figuras 3.4 e 3.5, para as janelas retangular e Kaiser, respectivamente.

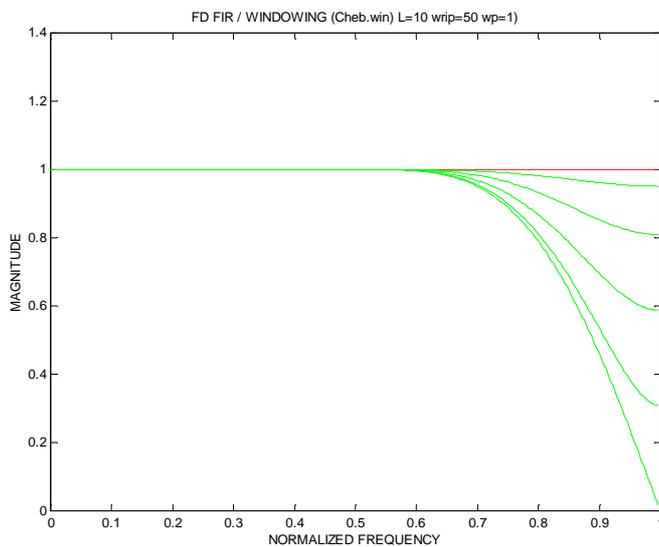


(a)

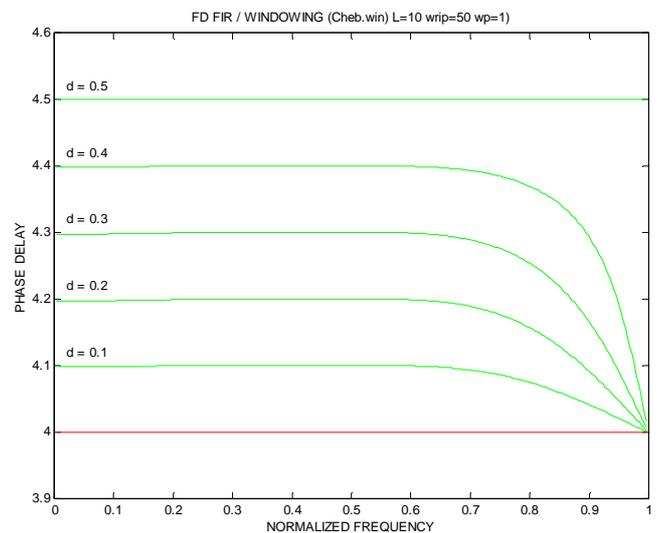


(b)

Figura 3.4 – (a) Ganho em função da frequência, (b) Fase em função da frequência.



(a)



(b)

Figura 3.5 - (a) Ganho em função da frequência, (b) Fase em função da frequência.

Percebe-se ao comparar os gráficos 3.4 e 3.5 que os *ripples* existentes na figura 3.4 são atenuados pelo janelamento de Kaiser, resultando em uma resposta em frequência melhor que a da janela retangular.

Porém, a atenuação em altas frequências ocorre na frequência normalizada $\omega = 0,7$ para o filtro de Kaiser e em $\omega = 0,9$ para o filtro com a janela retangular, o que vem a ser um compromisso no projeto dos filtros fracionários.

3.2.2- MÉTODO DOS MÍNIMOS QUADRADOS GENERALIZADO

Este método, apresentado [7] e [10], sugere uma alteração na formulação da equação do erro (3.15), sendo este definido somente na banda de frequências $[0, \alpha\pi]$, e sendo utilizada uma ponderação no domínio da frequência através de uma função peso $W(\omega)$, resultando na seguinte expressão :

$$E = \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha\pi} W(\omega) |H(e^{j\omega}) - H_{id}(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (3.21)$$

Para obter uma fórmula compacta para a solução da equação (3.21), é introduzida a seguinte notação vetorial para a equação (3.13), com $z = e^{j\omega}$:

$$h = [h(0) \quad h(1) \cdots h(N)]^T \quad (3.22)$$

$$e = [1 \quad e^{-j\omega} \cdots e^{-jN\omega}]^T \quad (3.23)$$

Assim

$$H(e^{j\omega}) = h^T e$$

Definindo a matriz C , como:

$$C = \text{Re}[ee^H] = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\omega) & \cdots & \cos(N\omega) \\ \cos(\omega) & 1 & \cdots & \cos((N-1)\omega) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos(N\omega) & \cos((N-1)\omega) & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

e utilizando as definições acima na equação (3.21), chega-se a:

$$E = \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha\pi} W(\omega) \left| h^T e - H_{id}(e^{j\omega}) \right| \left| h^T e - H_{id}(e^{j\omega}) \right|^* d\omega$$

$$E = \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha\pi} W(\omega) \left[h^T C h - 2h^T \text{Re}[H_{id}(e^{j\omega})e^*] + |H_{id}(e^{j\omega})|^2 \right] d\omega \quad (3.25)$$

Para simplificar a equação (3.25) são introduzidas mais algumas definições:

$$P = \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha\pi} W(\omega) C d\omega$$

$$p_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha\pi} W(\omega) \left[\text{Re}[H_{id}(e^{j\omega})]c - \text{Im}[H_{id}(e^{j\omega})]s \right] d\omega$$

$$p_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha\pi} W(\omega) |H_{id}(e^{j\omega})|^2 d\omega$$

$$c = [1 \quad \cos(\omega) \quad \cdots \quad \cos(N\omega)]^T$$

$$s = [0 \quad \sin(\omega) \quad \cdots \quad \sin(N\omega)]^T \quad (3.26)$$

Substituindo as equações (3.26) em (3.25), encontramos a seguinte expressão para a função custo:

$$E = h^T P h - 2h^T p_1 + p_o \quad (3.27)$$

Para minimizarmos a função custo, derivamos a expressão (3.27) com relação ao vetor h , e igualamos a expressão resultante a zero, o que nos leva a:

$$h = P^{-1} p_1 \quad (3.28)$$

Então a solução ótima é obtida resolvendo-se as integrais das equações (3.26) e substituindo os resultados na equação (3.28), sendo que a maior complexidade numérica deste método está na inversão da matriz P , que requer um número de multiplicações e adições da ordem de $(N+1)^3$. Este método requer muito mais operações do que o método direto, onde os coeficientes eram calculados explicitamente da equação (3.18). Além disto, problemas numéricos podem ocorrer, particularmente nas aproximações de banda estreita. Porém, o método é versátil pois permite ajustes para a frequência de corte mantendo o controle de distorção no ganho e fase dentro da faixa de passagem.

Quando empregamos a função desejada $H_{id}(e^{j\omega}) = e^{-jD\omega}$, as integrais das equações (3.25) são enormemente simplificadas, particularmente se $W(\omega) = 1$. Podemos então obter os elementos de P e p_1 , através das seguintes fórmulas fechadas:

$$P_{k,l} = \frac{1}{\pi} \int \cos((k-l)\omega).d\omega = \alpha \text{sinc}(\alpha(k-l)) \quad (3.28)$$

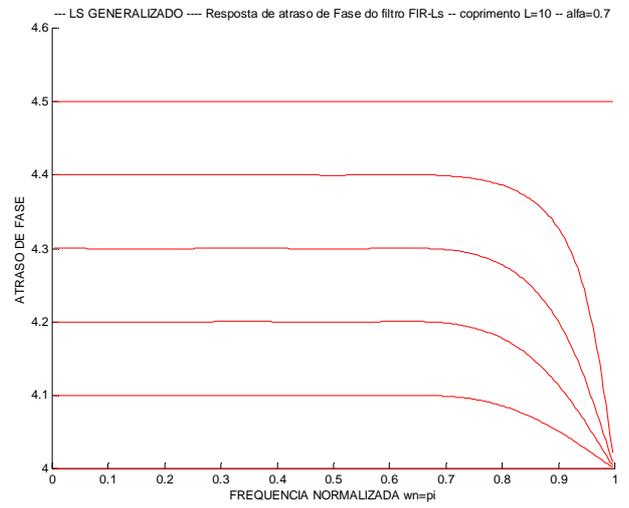
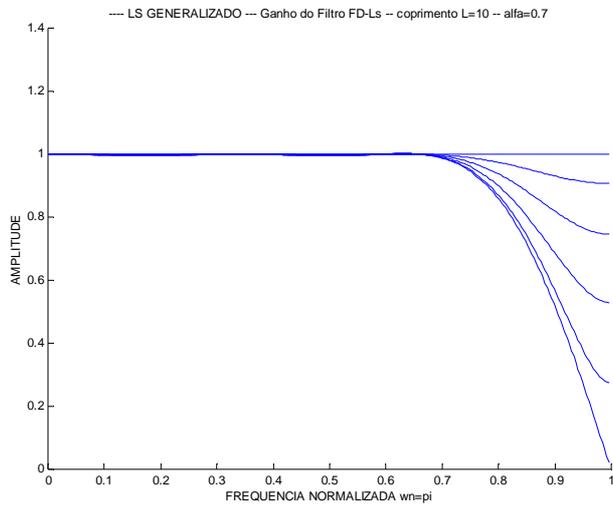
para $k, l = 1, 2, \dots, L$

$$p_k = \frac{1}{\pi} \int \cos((k-D)\omega).d\omega = \alpha \text{sinc}(\alpha(k-D)) \quad (3.29)$$

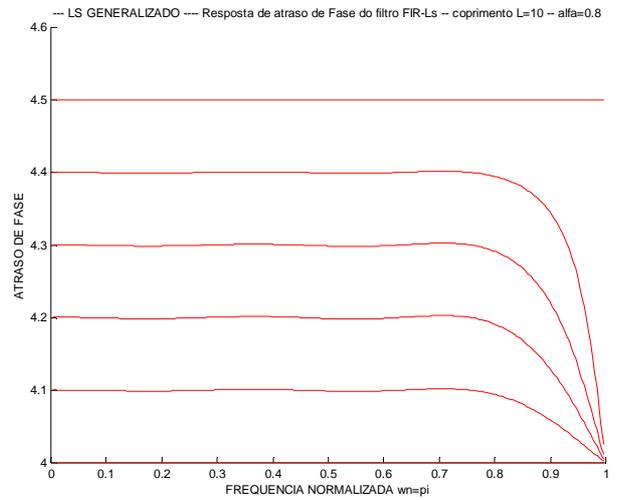
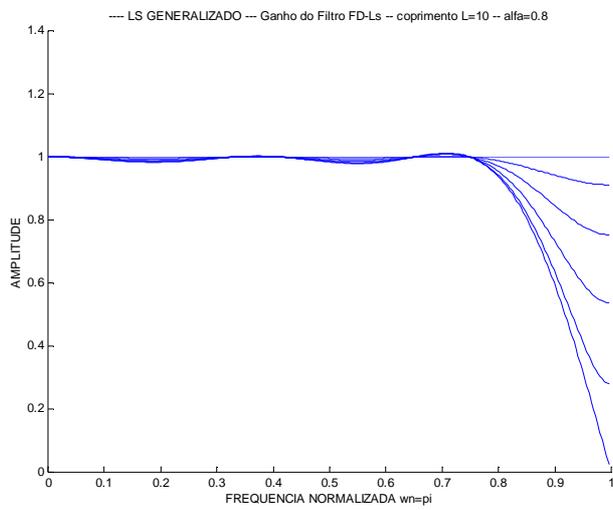
para $k = 1, 2, \dots, L$

Como se pode ver a matriz P é independente do atraso D , o que possibilita uma única inversão em problemas onde existem vários atrasos, como no caso dos sensores em uma antena. Outra vantagem é que a estrutura da matriz P é Toeplitz (simétrica), o que possibilita a aplicação de algoritmos rápidos de inversão, como o recursivo Levinson-Durbin [11], sugerido por Haykin .

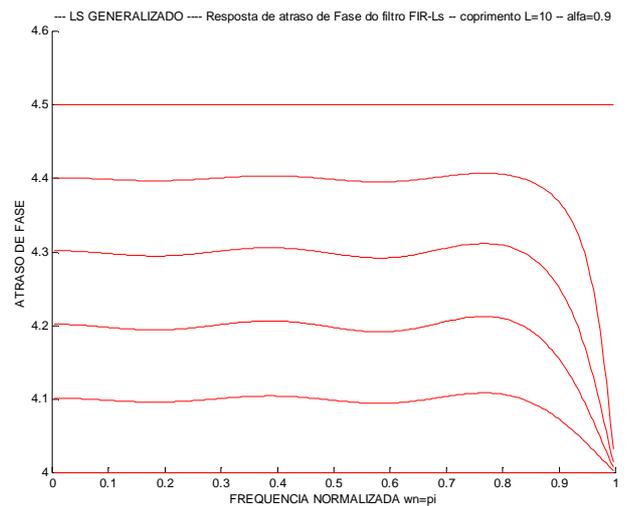
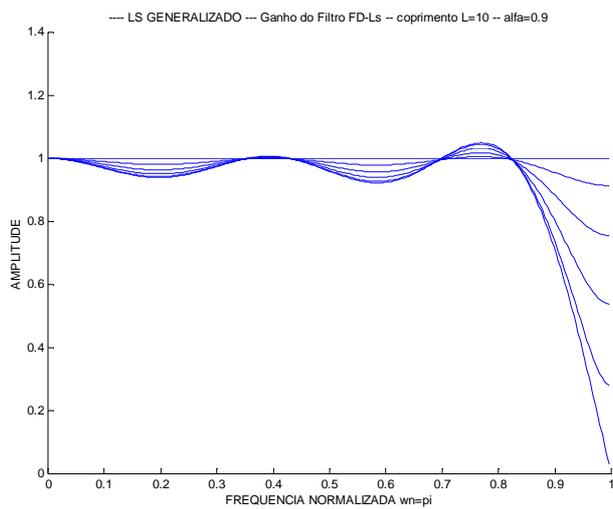
A seguir é provada a eficiência do método através do exemplo da Seção 3.2.1 para $L = 10$, com três valores distintos do parâmetro α que controla a faixa de passagem do filtro: $\alpha = 0,7, 0,8$ e $0,9$. As respostas em frequência dos filtros resultantes encontram-se nas Figuras 3.6 (a), (b), (c), respectivamente.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.6 – Respostas em frequência (ganho e atraso de grupo) do filtro fracionário para: (a) $\alpha = 0,7$, (b) $\alpha = 0,8$ e (c) $\alpha = 0,9$.

O único problema apresentado por este método está no controle da frequência de corte que se mostra eficiente para filtros com número de coeficientes (L) maior que 30. Esta melhoria pode ser percebida ao compararmos as respostas da Figura 3.7, obtida com $L = 30$ e $\alpha = 0,9$, com a Figura 3.6(c), obtida com $L = 10$ e $\alpha = 0,9$.

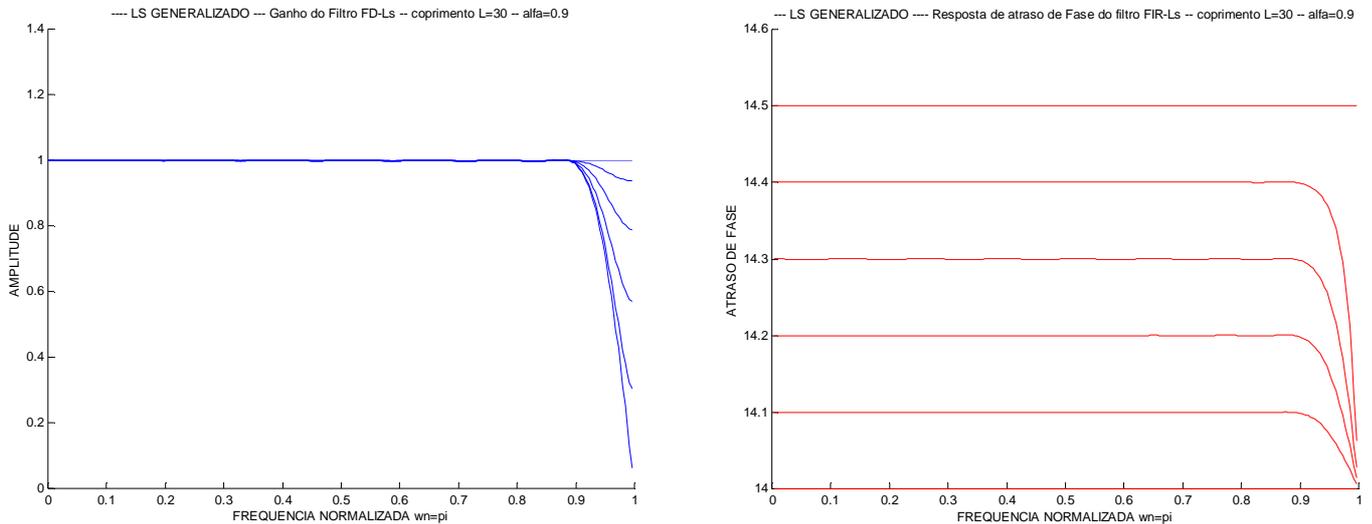


Figura 3.7 - Resposta em frequência do Filtro fracionário LS Generalizado, com $L=30$ e $\alpha = 0,9$.

Em resumo, nesta seção foram apresentadas técnicas para determinação dos coeficientes do filtro FIR na representação dos filtros fracionários. O número de coeficientes ou o comprimento do filtro, determinado por (3.19), é praticamente igual ao dobro da quantidade inteira de amostras a serem atrasadas. Estes filtros apresentam problemas de respostas nas altas frequências, o que limita sua operação como um filtro passa-faixa com banda passante $[0, \alpha]$.

Os filtros FIR, por serem uma série truncada da resposta impulsiva da equação (3.10), só apresentarão um bom desempenho para $N > 20$. Se D for muito pequeno, devemos aumentá-lo de 10 unidades para então determinarmos a resposta em frequência do filtro fracionário.

3.3 – APROXIMAÇÕES DO FILTRO FRACIONÁRIO UTILIZANDO FILTRO IIR

Também em [7] são apresentados métodos para a determinação dos coeficientes de filtros fracionários do tipo IIR, chamados de filtros passa-tudo com atraso de grupo fracionário. A principal vantagem do filtro IIR sobre o filtro FIR é que sua ordem é menor que a do segundo. Porém, o projeto é mais complexo do que o do filtro FIR. Outra desvantagem é a possível instabilidade numérica. Em geral, após a determinação dos coeficientes, deve-se verificar se todos os pólos encontram-se dentro do círculo unitário.

A função de transferência de um filtro passa-tudo de ordem N , é dada por:.

$$H(Z) = \frac{a_n + a_{n-1}z^{-1} + \dots + a_{n-1}z^{-(N-1)} + z^{-N}}{1 + a_1z^{-1} + \dots + a_{n-1}z^{-(N-1)} + a_nz^{-N}} \quad (3.30)$$

onde os coeficientes do numerador são versões espelhadas dos do denominador. Na referência [7], é apresentado o método de Thiran (atraso de grupo maximamente plano para o filtro IIR), onde os coeficientes são determinados por:

$$a_k = (-1)^k \binom{N}{k} \prod_{n=0}^N \frac{D - N + n}{D - N + k + n}, \quad \text{para } k = 0, 1, 2, \dots, N \quad (3.31)$$

onde

$$\binom{N}{k} = \frac{N!}{k!(N-k)!} \quad (3.32)$$

Na equação (3.31), a_0 é feito igual a um para que o polinômio apresente ganho unitário. A relação entre N e D é

$$D = N + d \quad (3.33)$$

onde N é a ordem do filtro IIR, que corresponde à parte inteira de D , e d é a parte decimal de D .

3.4 – ADAPTAÇÃO DO FILTRO FRACIONÁRIO PARA O PROBLEMA DO ARRAY EM ARCO

Como o objetivo desta tese é processar o sinal capturado pelos sensores do *array* em arco de um sonar passivo, a fim de promover uma melhoria na qualidade do sinal, precisamos calcular os coeficientes dos filtros fracionários que corresponderão aos atrasos sofridos por cada sensor componente do *array* em arco, para uma dada direção de chegada da frente de onda (contato).

Como foi visto na Seção 2.3, quando uma onda plana incide em uma *array* em arco com 32 sensores apresenta um atraso de tempo determinado pela equação (2.52) ao ser capturada por um dos sensores em questão.

Porém para o caso dos filtros fracionários FIR, devido ao princípio da casualidade, não podemos convoluir o sinal com um avanço no tempo, logo precisamos mudar a referência original (dos sensores 16 e 17 para os sensores 1 e 32), o que nos leva a seguinte equação para as distâncias:

$$r_i = R(\cos(1,875^\circ + 3,75^\circ(16 - i)) - \cos(58,125^\circ)), \quad \text{para } i = 1, 2, \dots, 16. \quad (3.34)$$

Os coeficientes r_{17} a r_{32} são simétricos em relação aos coeficientes r_{16} a r_1 , respectivamente. Estes valores nos fornecem as distâncias dos sensores à corda conforme é ilustrado na Figura 3.8, pelas linhas vermelho. No entanto, precisamos determinar os atrasos em número de amostras.

Assim, devemos dividir a equação (3.34) pela velocidade do som c , para obtermos o tempo de cada atraso. Estes atrasos, por sua vez, serão divididos pelo período de amostragem, para determinarmos o número de amostras existentes num período. Chegamos desta forma à equação:

$$D_i = \frac{r_i f_s}{c} \quad (3.35)$$

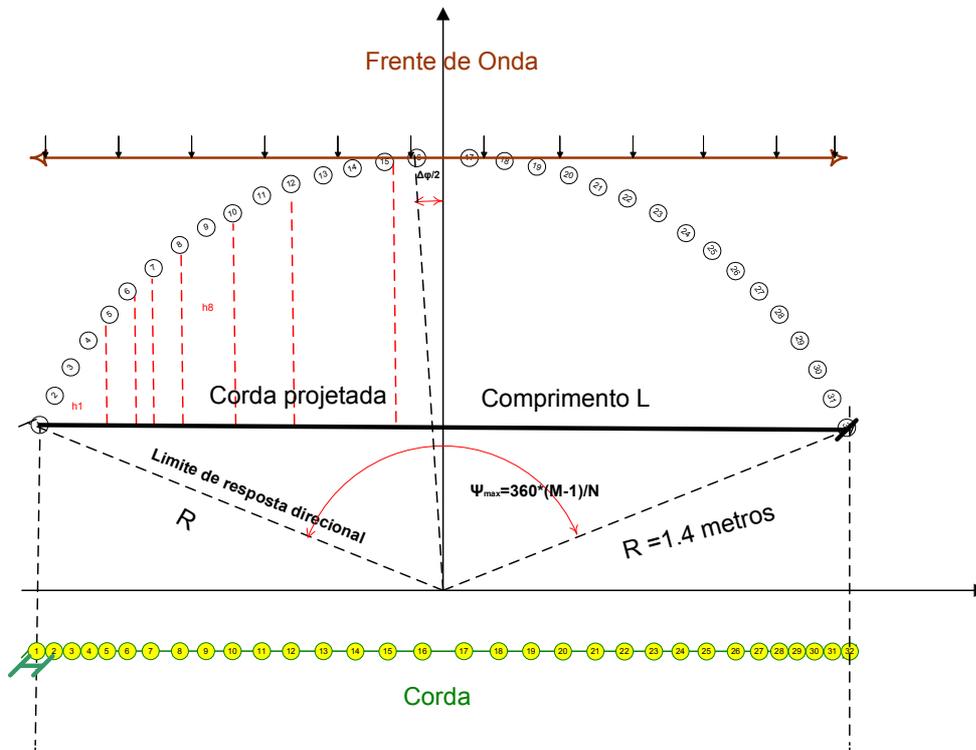


Figura 3.8- Distâncias dos sensores para a nova referência (corda).

O número de amostras de atraso para cada sensor está representado na Figura 3.9 e na Tabela 3.2.

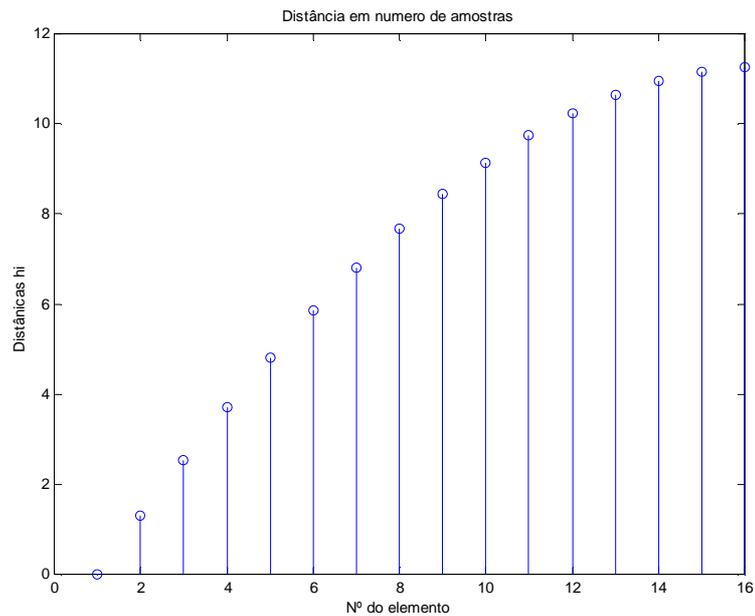


Figura 3.9- Numero de amostras de atraso em cada sensor.

Tabela 3.2- Número de amostras atrasadas para cada um dos 16 sensores do array.

D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	D ₈	D ₉	D ₁₀	D ₁₁	D ₁₂	D ₁₃	D ₁₄	D ₁₅	D ₁₆
0,000	1,300	2,540	3,716	4,821	5,852	6,804	7,673	8,454	9,1463	9,7446	10,2472	10,651	10,956	11,161	11,26

As Figuras 3.10 (a) e (b) trazem as respostas dos filtros fracionários para as amostras da Tabela 3.2.

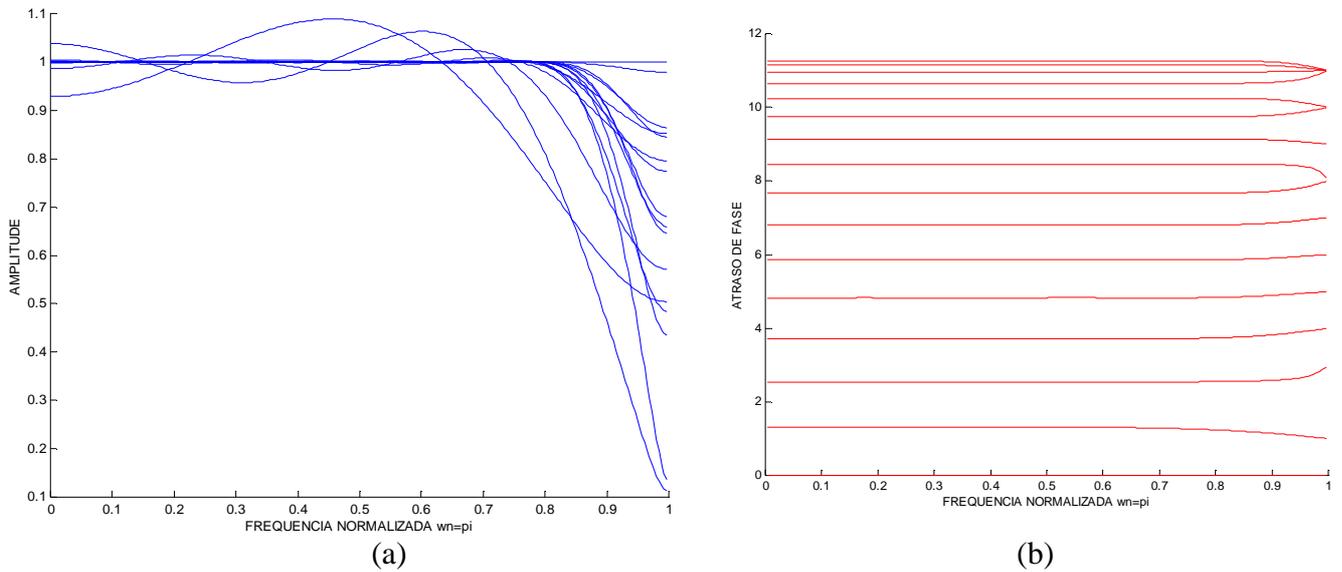


Figura 3.10 - Resposta em frequência do *array* em arco de um SONAR: (a) Ganho, (b) Fase.

Observando a Figura 3.10 (a) percebe-se que as respostas do ganho para os elementos de 2 a 5 ficam distorcidas devido a poucas amostras de sua resposta impulsiva. Para contornar este problema, mudamos a referência 1 (corda) de zero para 10 amostras, agindo desta mesma forma para os demais sensores. Assim, obtém-se os valores apresentados na Figura 3.11 e Tabela 3.3:

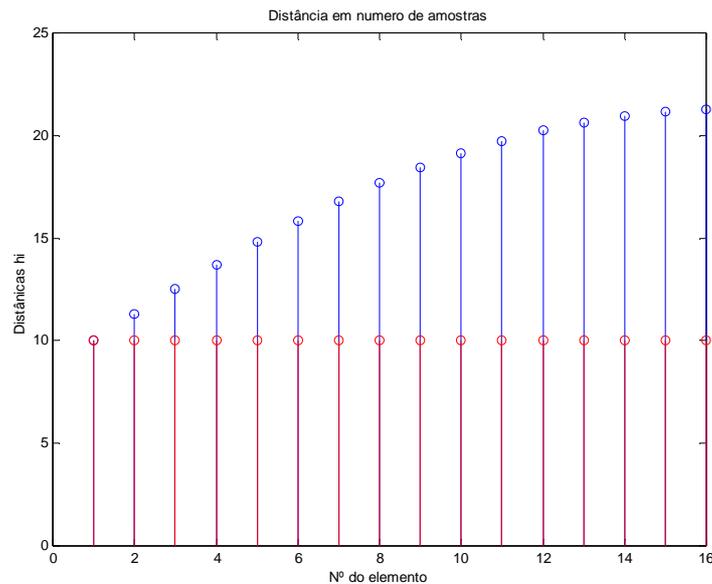


Figura 3.11 – Correção no número de amostras de D para $D+10$.

Tabela 3.3- Número de amostras atrasadas para cada um dos 16 sensores do “array”.

D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	D ₈	D ₉	D ₁₀	D ₁₁	D ₁₂	D ₁₃	D ₁₄	D ₁₅	D ₁₆
10,00	11,30	12,54	13,71	14,82	15,85	16,80	17,67	18,45	19,146	19,744	20,247	20,65	20,95	21,161	21,26

Re-projetando os filtros fracionários FIR para os dados corrigidos da tabela 3.3, chegamos às curvas das Figuras 3.12 (a) e (b), onde se pode perceber uma melhora significativa na resposta de ganho, para frequência de corte $\alpha=0,9$.

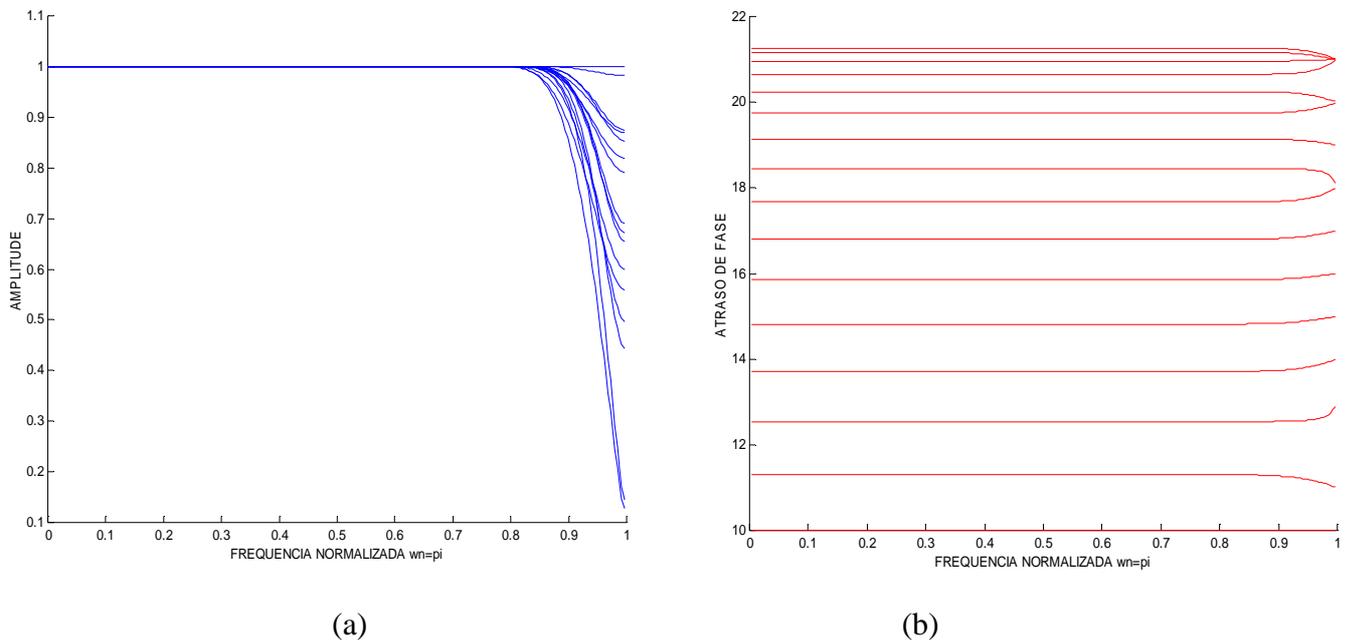


Figura 3.12- Resposta em frequência do *array* em arco de um sonar: (a) Ganho; (b) Fase.

Estes serão os filtros utilizados neste trabalho e para torná-los mais eficientes, pré-filtraremos os sinais de cada sensor por um filtro passa-baixas, a fim de evitar as distorções das altas frequências introduzidas pelos filtros fracionários.

CAPÍTULO 4 – TÉCNICAS DE PROCESSAMENTO DE SINAIS NO ESPAÇO

O *beamforming* adaptativo é uma técnica de filtragem espacial na qual um *array* de sensores é explorado de forma a alcançar sua máxima recepção em uma especificada direção. Isto é obtido através da separação das componentes dos sinais que incidem no *array* nesta direção (podendo conter ruídos), enquanto que os sinais de mesma frequência, porém de outras direções, são rejeitados. Isto é conseguido pela variação do peso de cada sensor usado no *array*. Basicamente a idéia utilizada é de que apesar dos sinais serem emitidos de diferentes transmissores e ocuparem o mesmo canal de frequência, eles chegam no *array* de diferentes direções. Esta distinção espacial é explorada para separar o sinal desejado do sinal interferente.

Neste capítulo serão apresentadas algumas das técnicas de processamento do sinal no espaço [1],[12]-[18] (*Delay and Sum*, Capon ou Wiener-Hopf, Wiener Multiestágios e Cancelamento de Ruído) que discriminarão a direção de chegada de uma fonte sonora desejada. A direção de chegada deverá conter a maior energia em um dado instante, podendo ocorrer mais de uma DoA, no caso em que existam mais de uma fonte localizadas em direções distintas com emissões simultâneas.

Portanto, deseja-se conhecer as direções das quais as fontes sonoras estão emitindo, bem como detectar os sinais oriundos destas direções com a melhor qualidade e fidelidade possíveis. Isto implica em reduzirmos o nível de ruído e interferências presentes no sinal desejado.

As técnicas de estimação de DoA realizam uma varredura na região angular de interesse com passos discretos das direções angulares formando os respectivos vetores de direção espacial de chegada (*steering vectors*) da equação (2.9) para um ULA, onde a energia do sinal resultante é medida e indexada pelo respectivo ângulo. Ao final de uma varredura teremos as energias de todas as direções onde os contatos corresponderão aos picos de energia sobre estas direções.

Na seqüência serão apresentados cinco métodos de filtragem espacial visando melhorar a qualidade do sinal capturado em uma DoA. Também será citada a bibliografia necessária à sua compreensão e implementação. Ao final da apresentação de cada método será realizada a simulação correspondente, utilizando como dados de entrada os sinais capturados e somados por cada um dos sensores do *array* em linha do protótipo da Figura 4.16.

4.1 – MÉTODO ATRASO E SOMA (*DELAY AND SUM – D&S*)

O método D&S também é conhecido na literatura como: formador de feixes clássico, método de Fourier e Periodograma [2]. Este método é o princípio básico da filtragem espacial, que consiste em separar do sinal resultante em cada sensor, que é uma soma de todos os sinais originados de várias DoAs, apenas a componente do sinal em uma DoA específica utilizando-se das técnicas descritas na Seção 2.1. Ele parte do princípio de que se apenas um fonte sonora estivesse emitindo um sinal acústico de uma determinada direção de chegada θ_o , o sinal capturado por cada sensor (hidrofone) constituinte do *array* seria uma versão atrasada no tempo do sinal original. Estes atrasos dependem do ângulo de incidência da frente de onda com a normal ao plano do *array* e da posição geométrica de cada elemento sensor. Conforme foi deduzido no Capítulo 2, a equação (2.1) para um *array* em linha ou a equação (2.53) para um *array* circular nos auxilia, para cada um dos dois casos em questão, no compto dos atrasos de tempo ocorridos entre sensores do *array* e a referência.

O processamento do filtro espacial é geralmente realizado pelo faseamento dos sinais recebidos em cada elemento do *array* de forma que todos fiquem em fase em na direção desejada. As fases e normalmente as amplitudes são ajustadas para otimizar o sinal recebido.

Para ilustrar os diferentes aspectos da filtragem espacial, consideremos a configuração do filtro adaptativo mostrado na Figura 4.1.

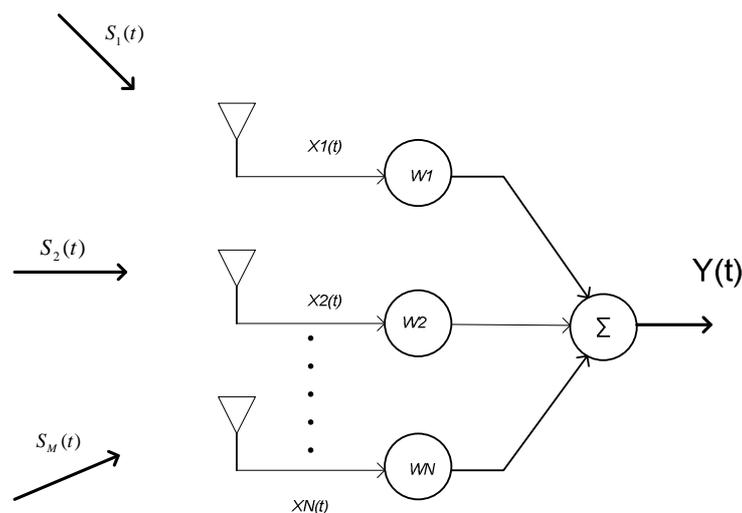


Figura 4.1 – Modelo do Método *Delay and Sum*.

O sinal de saída do *array* $y(t)$ é a uma soma ponderada pelos pesos w_i dos sinais $x_i(t)$ recebidos nos N sensores do *array*.

A saída do *array* é dada por:

$$y(f) = w^H X(f) \quad (4.1)$$

$$X(f) = [x_1(f) \ x_2(f) \ \cdots \ x_N(f)]^T \quad (4.2)$$

onde $X(f)$ é o vetor que contém as componentes dos sinais recebidos nos N sensores do *array* na frequência f .

A resposta dos elementos do *array* é uma função do ângulo de incidência do sinal e da banda de frequência contida em seu espectro. Para simplificar a notação consideraremos apenas a frequência da portadora, ao invés da banda completa, para as M fontes sonoras $S_j(t)$ da Figura 4.1, onde o sinal resultante no i -ésimo elemento do *array* é a soma das versões atrasadas e atenuadas dos M sinais originais, com $M < N$, ou seja:

$$x_i(t) = \sum_{j=1}^M a_i(\theta_j) S_j(t - \tau_i), \text{ para } i = 1, 2, \dots, N \quad (4.3)$$

Passando para o domínio da frequência

$$X_i(f) = \sum_{j=1}^M a_i(\theta_j) S_j(f) \exp(-j2\pi f_c \tau_i) \quad (4.4)$$

onde os sinais $S_j(t)$ representam o sinal desejado e os interferentes, e $\tau_i(\theta_j)$ é o atraso de tempo entre o sensor “ i ” com sinal incidente “ j ” e DoA igual a θ_j .

Definimos o *steering vector* para uma dada direção θ_j como:

$$a(\theta_j) = [a_1(\theta_j) \exp^{-j2\pi \cdot f \tau_1(\theta_j)}, a_2(\theta_j) \exp^{-j2\pi \cdot f \tau_2(\theta_j)}, \dots, a_N(\theta_j) \exp^{-j2\pi \cdot f \tau_N(\theta_j)}] \quad (4.5)$$

onde os termos $a_i(\theta_j)$ representam a atenuação da amplitude que o sinal $S_j(t)$ sofre ao incidir no sensor de índice i do *array*.

Na forma matricial:

$$A(\theta) = [a(\theta_1) \ a(\theta_2) \ \dots \ a(\theta_M)] \quad (4.6)$$

$$S(f) = [s_1(f) \ s_2(f) \ \dots \ s_N(f)]^T \quad (4.7)$$

Reescrevendo a equação (4.4), utilizando as equações (4.6) e (4.7), chega-se em:

$$X(f) = A(\theta)S(f) \quad (4.8)$$

E, por fim, substituindo-se a equação (4.8) em (4.1), obtém-se:

$$Y(f) = w^H (A(\theta)S(f)) \quad (4.9)$$

A resposta do filtro espacial é expressa na forma vetorial como:

$$r(\theta, f) = w^H A(\theta) \quad (4.10)$$

Assim, para obtermos uma soma coerente entre os sensores basta fixar w , de tal maneira a anular os atrasos entre os sensores, ou seja, a resposta da equação (4.10) deve ser igual a unidade.

Para exemplificarmos o método vamos supor que exista somente um sinal $s(t)$, de frequência f , incidente de uma direção θ_o em um *array* uniforme em linha, com N transdutores (sensores), conforme mostrado na Figura 4.2

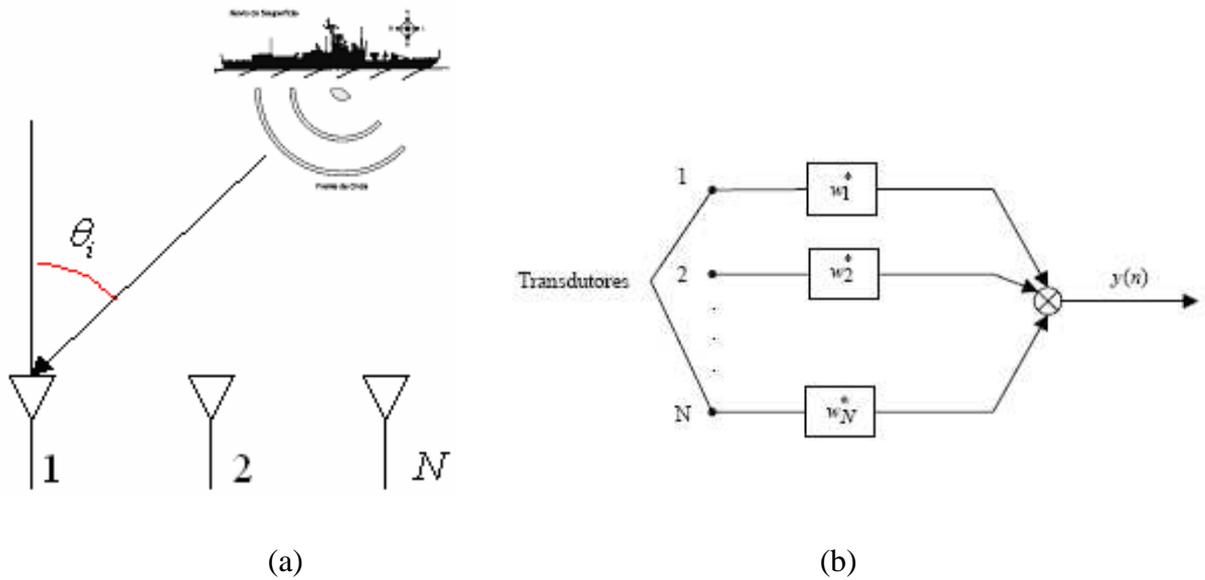


Figura 4.2 – (a) Sinal incidindo em um *array*, (b) Formador D&S.

Deseja-se determinar o valor dos coeficientes w para tornar os sinais dos sensores coerentes de forma a somá-los e obter-se assim o sinal original da direção θ_o .

Como foi apresentado na Seção 2.1, um sinal incidindo em um *array* em linha apresenta um atraso na saída de cada sensor, T_o , dado pela equação (2.1).

Os sinais capturados por cada um dos sensores serão:

$$\begin{aligned}
 x_1(t) &= s(t) \\
 x_2(t) &= s(t - T_o) \\
 &\vdots \\
 x_n(t) &= s(t - (N - 1) T_o)
 \end{aligned}
 \tag{4.11}$$

Utilizando a propriedade da Transformada de Laplace, em que um atraso temporal corresponde a um atraso de fase na frequência:

$$x(t - T_0) \stackrel{\text{Transf Laplace}}{\leftrightarrow} X(j\omega)e^{-j\omega T_0} \quad (4.12)$$

temos:

$$\begin{aligned} x_1(t) &\stackrel{T.F.}{\leftrightarrow} S(j\omega) \\ x_2(t) &\stackrel{T.F.}{\leftrightarrow} S(j\omega)e^{-j\omega T_0} \\ x_N(t) &\stackrel{T.F.}{\leftrightarrow} S(j\omega)e^{-j(N-1)\omega T_0} \end{aligned} \quad (4.13)$$

que na forma vetorial resulta em:

$$X = \begin{bmatrix} X_1(j\omega) \\ X_2(j\omega) \\ \vdots \\ X_N(j\omega) \end{bmatrix} = S(j\omega) \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\omega T_0} \\ \vdots \\ e^{-j(N-1)\omega T_0} \end{bmatrix}$$

$$X = A(\theta_o)S(j\omega)$$

(4.14)

onde

$$A(\theta_o) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\omega T_0} \\ \vdots \\ e^{-j(N-1)\omega T_0} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

e T_o é obtido da equação (2.1).

Deseja-se determinar o valor de W para que a equação (4.10) se torne o escalar igual a um, ou seja:

$$\begin{bmatrix} 1 & e^{j\omega T_0} & \dots & e^{(N-1)j\omega T_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix} = [1] \quad (4.16)$$

Utilizando-se o teorema da matriz pseudo-inversa, obtém-se:

$$W = A(\theta_o) (A(\theta_o)^H A(\theta_o))^{-1} \quad (4.17)$$

$$W = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\omega T_0} \\ e^{-(N-1)j\omega T_0} \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} 1 & e^{j\omega T_0} & e^{(N-1)j\omega T_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\omega T_0} \\ e^{-(N-1)j\omega T_0} \end{bmatrix} \right)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\omega T_0} \\ e^{-(N-1)j\omega T_0} \end{bmatrix} [N]^{-1}$$

$$W = \frac{1}{N} A(\theta_o) \quad (4.18)$$

O sinal de saída $y(n)$, representado na Figura 4.2 (b), é obtida pela substituição das equações (4.14) e (4.18) na equação (4.1) resultando em:

$$Y(\omega) = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\omega T_0} & e^{(N-1)j\omega T_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\omega T_0} \\ e^{-(N-1)j\omega T_0} \end{bmatrix} S(\omega)$$

$$Y(\omega) = S(\omega) \leftrightarrow y(t) = s(t) \quad (4.19)$$

como se queria demonstrar. A seguir serão apresentadas duas técnicas de aplicação do método *Delay and Sum*, uma no domínio da frequência e outra no domínio do tempo através do filtro fracionário.

4.1.1 - MÉTODO *DELAY AND SUM* NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA (TRANSFORMADA DE FOURIER)

Sabe-se que os sinais de banda larga capturados nos elementos do *array* são versões temporais atrasadas umas das outras. Este atraso temporal pode ser traduzido por uma defasagem angular no domínio da frequência. Baseada nesta propriedade podemos então aplicar a Transformada Discreta de Fourier (DFT) nos sinais adquiridos pelos sensores. No domínio da frequência é possível selecionar os bins de interesse de um sinal, através de um filtro passa-faixa. Este procedimento recebe o nome de processo de formação de feixes no domínio da frequência, modelando a onda sonora de banda larga como um somatório de fontes emitindo em banda estreita com a respectiva compensação de atraso em cada frequência dentro da faixa escolhida, obtendo-se assim a coerência de fase entre os sensores.

Inicialmente, o sinal adquirido nos sensores é amostrado numa frequência f_a num intervalo de T segundos. Assim, o número de amostras do sinal colhidas no intervalo T é :

$$L = T f_a \quad (4.20)$$

Para um sinal na banda de frequências:

$$f_{\min} \leq f_i \leq f_{\max} \quad (4.21)$$

onde i é um inteiro na faixa: $k_{\min} \leq i \leq k_{\max}$. Os inteiros k_{\min} e k_{\max} correspondem aos *bins* de frequências mínima e máxima, respectivamente, calculados por:

$$k_{\min} = \frac{L f_{\min}}{f_a} \quad (4.22)$$

$$k_{\max} = \frac{L f_{\max}}{f_a} \quad (4.23)$$

Como exemplo do que foi apresentado, a Figura 4.3 (a) ilustra a FFT de um sinal qualquer no intervalo de frequência $[0, \pi]$, onde foram colhidas 128 amostras em um segundo (o eixo das frequências está normalizado para o número de bins). Ao limitarmos o espectro da Figura 4.3(a) na faixa de frequências $[0.1563\pi, 0.7813\pi]$, obtém-se a Figura 4.3 (b), onde $k_{\min} = 10$ e $k_{\max} = 50$.

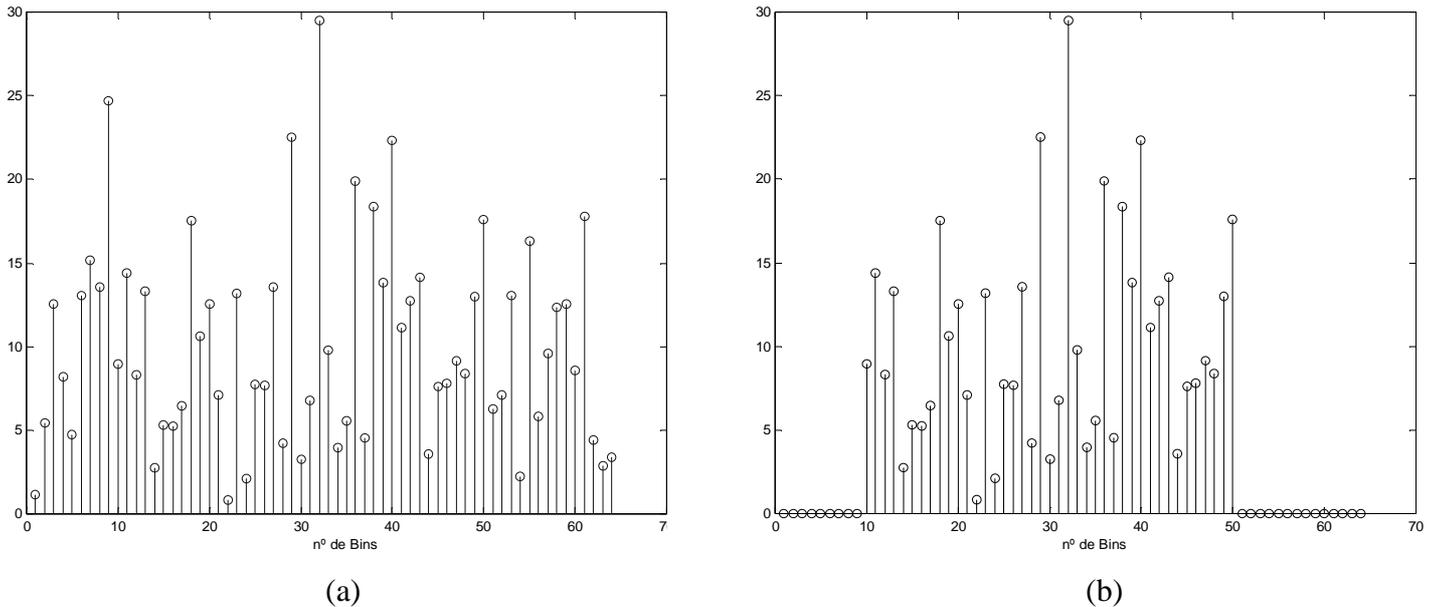


Figura 4.3 - (a) FFT completa do sinal , (b) FFT parcial do Sinal.

Resumidamente, os passos do método D&S são descritos a seguir.

PASSO 1- Realiza-se a amostragem nos sinais temporais adquiridos pelos sensores do *array*;

PASSO 2 - Aplica-se a FFT no sinal obtido no Passo 1;

PASSO 3 - Retira-se a metade do espectro da FFT do sinal resultante do passo 2, haja vista que esta é simétrica a partir da frequência π , ou seja armazena-se apenas a primeira metade dos *bins* de frequência.

PASSO 4 - Utiliza-se um janelamento na banda de oitava desejada, definida pelas equações (4.22) e (4.23).

PASSO 5 – Multiplica-se os espectros dos sinais dos sensores correspondentes aos *bins* de frequência selecionados pela matriz de compensação de atrasos D . Esta matriz contém em suas linhas o *steering vector* do *array* calculado em uma das frequências da faixa de oitava. A matriz terá $p = k_{\max} - k_{\min}$ linhas, que equivale ao número de *bins* da faixa de frequência desejada, e N colunas, com os de atrasos das N posições dos sensores.

Assim a matriz de compensação de atraso D terá a seguinte formação:

$$D_{(p \times N)} = \begin{bmatrix} d_{1,1} & \cdots & d_{1,N} \\ d_{p,1} & \cdots & d_{p,N} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$d_{i,j} = e^{-j2\pi f_i \tau_j}$$

onde as constantes de tempo são determinadas pela geometria do *array*, podendo ser calculadas pela equação (2.1), quando se tratar de um *array* uniforme em linha, ou pela equação (2.53), quando se tratar de um *array* em arco.

A matriz contendo os bins dos sinais dos sensores é definida para a faixa de frequência de interesse como:

$$X(f_i) = \begin{bmatrix} X_1(f_{k_{\min}}) & X_2(f_{k_{\min}}) & \cdots & X_N(f_{k_{\min}}) \\ X_1(f_{(k_{\min}+1)}) & X_2(f_{(k_{\min}+1)}) & \cdots & X_N(f_{(k_{\min}+1)}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X_1(f_{k_{\max}}) & X_2(f_{k_{\max}}) & \vdots & X_N(f_{k_{\max}}) \end{bmatrix}_{(p \times N)} \quad (4.25)$$

Fazendo a multiplicação ponto a ponto entre os elementos das matrizes (4.24) e (4.25), obtemos as componentes de forma coerente, ou em fase.

$$\hat{X}(f_i)_{(p,N)} = D_{(p,N)} \cdot X(f_i)_{(p,N)} \quad (4.26)$$

PASSO 6 - Para cada coluna da matriz, faz-se o preenchimento com zeros nos elementos que estão faltando para completar a dimensão L do sinal original, obtendo-se:

$$\bar{X}(f_i) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \bar{X}_1(f_{k_{\min}}) & \bar{X}_2(f_{k_{\min}}) & \bar{X}_3(f_{k_{\min}}) & \dots & \bar{X}_N(f_{k_{\min}}) \\ \bar{X}_1(f_{k_{\min}+1}) & \bar{X}_2(f_{k_{\min}+1}) & \bar{X}_3(f_{k_{\min}+1}) & \dots & \bar{X}_N(f_{k_{\min}+1}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \bar{X}_1(f_{k_{\max}}) & \bar{X}_2(f_{k_{\max}}) & \bar{X}_3(f_{k_{\max}}) & \dots & \bar{X}_N(f_{k_{\max}}) \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{(L \times N)} \quad (4.27)$$

PASSO 7 – Aplica-se a transformada inversa de Fourier (IFFT) às colunas da matriz $\hat{X}(f_i)$ e retira-se a parte real do sinal para obterem-se os sinais coerentes no tempo, porém limitados às componentes na faixa de frequências escolhida pela equação (4.21).

$$X(t) = 2real(IFFT(\bar{X}(f_i))) \quad (4.28)$$

Os sinais resultantes são então somados a cada instante, conforme o fluxo de sinal da Figura 4.2, ponderados pelos pesos w_q (invariantes) e definidos pelo tipo de janelamento escolhido previamente (Kaiser, Hamming, etc.), de forma a obtermos o sinal de saída $y(t)$ do método D&S da equação (4.3).

A Figura 4.4 resume de forma visual o que acontece com um sinal ao se executar os sete passos do método D&S no domínio da frequência.

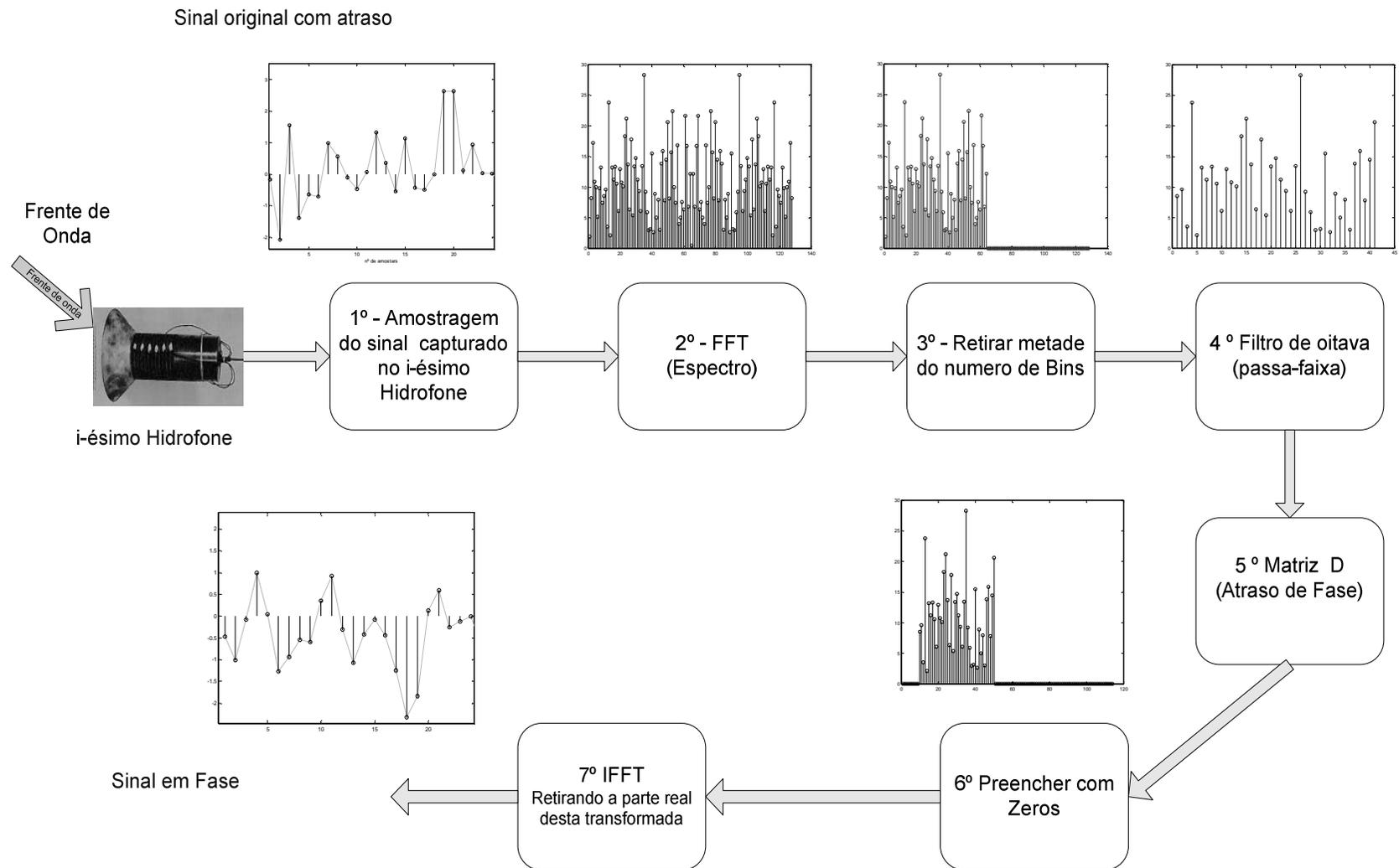


Figura 4.4 – Diagrama de blocos representando os sete passos do método D&S no domínio da frequência.

4.1.2 - MÉTODO *DELAY AND SUM* NO DOMÍNIO DO TEMPO (UTILIZANDO FILTROS FRACIONÁRIOS)

O “*beamformer*” fixo normalmente é um filtro do tipo *Delay & Sum*, [13], que melhora as componentes do sinal em uma dada direção, sendo utilizado na estimativa do sinal piloto (referência) para os métodos adaptativos de cancelamento de lóbulos laterais, [14], os quais serão vistos na próxima seção.

Os atrasos de tempo fracionários que acontecem nos sinais discretizados no domínio do tempo para uma dada direção de chegada (DoA), onde presume-se a existência de um alvo, são normalmente realizados por um filtro de atraso fracionário do tipo FIR, com os coeficientes determinados pela técnica apresentada no Capítulo 3. Portanto, o processamento do sinal para uma DoA utilizando o método D&S é realizado de forma mais eficiente no domínio do tempo do que no domínio da frequência. A menor eficiência do método no domínio da frequência comparado ao método no domínio do tempo é devida ao elevado número de multiplicações imposta pela matriz de atrasos D , descrita na Seção 4.1.1, que é muito maior do que nos filtros fracionários. Também o processamento no domínio da frequência acaba limitando o sinal em uma faixa de frequências, podendo acarretar na perda de componentes importantes do seu espectro e, conseqüentemente, da sua assinatura acústica.

Portanto, o método D&S no tempo simplifica a formação de feixes entre os sinais dos sensores do *array* para que estes possam ser somados de forma coerente na obtenção do sinal de uma DoA. Assim, o método D&S no tempo consiste em achar o número de amostras do qual cada sensor do *array* irá atrasar seus sinais quando o *steering vector* está apontando para uma determinada DoA. Dependendo da geometria do *array* (em linha ou circular, por exemplo) os tempos de atrasos dos sinais nos sensores são determinados pela equação (2.1) ou (2.53).

Para encontrarmos o número de amostras atrasadas, utilizamos a equação:

$$D_i = \tau_i f_a \quad (4.29)$$

onde τ_i é o atraso de tempo no sensor i , dado pela equação (2.1) ou (2.53), e f_a é a frequência de amostragem.

Os termos D_i da equação (4.29) se referem aos atrasos que o sensor introduz em suas amostras devido à sua posição no *array*. No entanto, para tornarmos os sinais coerentes, é necessário retirar estes atrasos das amostras dos sinais. Logo, deve-se alterar as constantes de tempo τ_i de forma que o sinal originalmente mais atrasado seja a referência. Devido ao princípio da causalidade, as constantes de tempo τ_i são permutadas para garantir a coerência dos sinais na nova referência.

Desta forma, teremos o esquema de fluxo de sinal da Figura 4.5 para um *array* com N sensores.

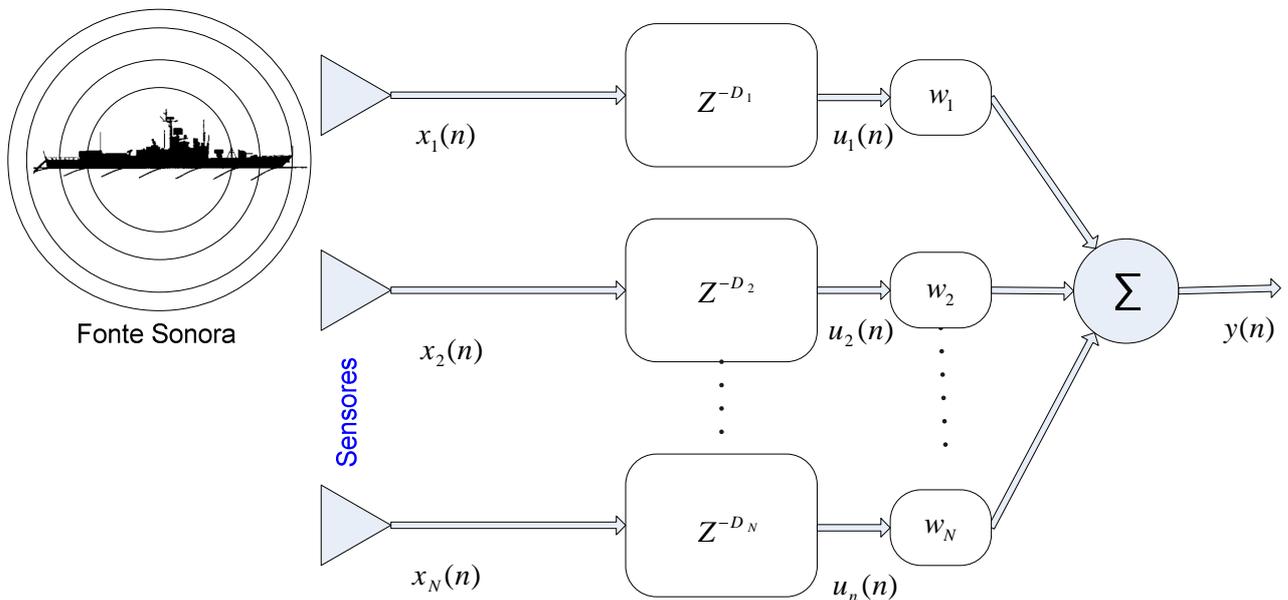


Figura 4.5 – Fluxo de sinal em um *array* com filtro fracionário.

Observando a Figura 4.5 percebe-se que o sinal de cada sensor $x_i(n)$ é convolvido com um filtro de atraso fracionário adequado, função de transferência no domínio Z é $H_i(z) \cong Z^{-D_i}$, associado a uma DoA específica, de forma a se obter uma soma coerente e ponderada por coeficientes w_i , na saída do filtro D&S. Os pesos w_i são fixos e determinados pelo tipo de janelamento escolhido.

As convoluções ocorridas em cada canal dos N sensores são do tipo FIR, cujos coeficientes destes filtros são determinados pela equação (3.28), do método dos mínimos quadrados apresentado no Capítulo 3. A Figura 4.6 mostra como é realizada esta convolução.

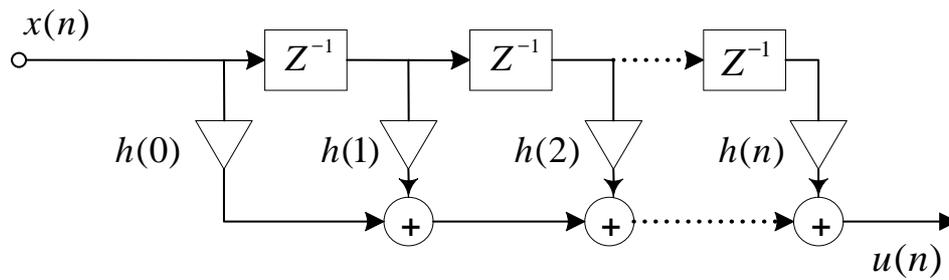


Figura 4.6 – Fluxo do sinal no filtro fracionário.

Se o comprimento do filtro FIR é M , então precisamos das últimas M amostras do sinal $x_i(n)$ a partir do instante n para determinarmos o sinal coerente de saída.

Os filtros fracionários do Capítulo 3 apresentam distorções nas altas frequências, o que requer uma pré-filtragem do sinal através de um filtro passa-baixa e com frequência de corte levemente inferior a $0.45f_a$. Neste estudo, utilizou-se o método de Remez para a determinação dos coeficientes do filtro e a implementação da pré-filtragem do sinal de saída de cada sensor. A Figura 4.7 apresenta um filtro passa-faixa (com faixa de passagem de: 500 a 11.500 Hz) projetado através do método de Remez, para uma frequência de amostragem igual a 25.600 Hz, *ripples* 10^{-4} na faixa de passagem e de rejeição, com faixas de transição de 100 Hz de largura.

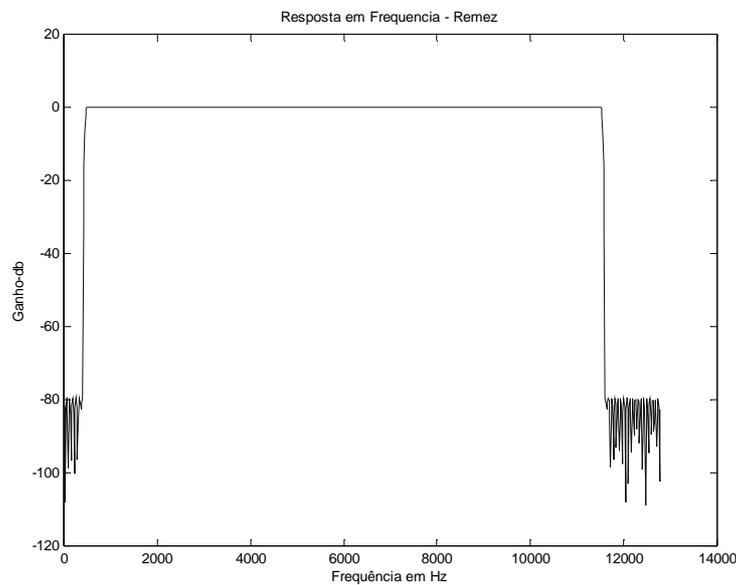


Figura 4.7 – Filtro passa-faixa (500 Hz-11.500 Hz).

Resumindo, a técnica D&S no domínio do tempo é realizada através dos seguintes passos:

1º Passo – Filtram-se todos os sinais dos N sensores do *array*, utilizando um filtro passa-baixas com $f_{corte} = 0,45 f_a$.

2º Passo – Tornam-se os sinais dos N sensores coerentes na DoA utilizando filtros fracionários, com atrasos de grupo em número de amostras definidos pela equação (4.29).

3º Passo – Ponderam-se e somam-se os sinais obtidos no 2º Passo, a fim de se obter a resposta do método D&S em uma DoA desejada, ou seja:

$$y(n) = \sum_{i=1}^N w_i (x_i(n) * H_i(z)) = \sum_{i=1}^N w_i u_i(n) \quad (4.30)$$

$$y(n) = W^T U(n)$$

onde o asterisco ($*$) representa a convolução de $x_i(n)$ com $H_i(n)$,

e $W = [w_1 \quad w_2 \quad \dots \quad w_N]^T$ é o vetor dos pesos,

e $U(n)^T = [u_1(n) \quad u_2(n) \quad \dots \quad u_N(n)]$ é o vetor dos sinais coerentes dos N sensores no instante n para uma DoA específica.

4º Passo

Calculam-se as energias instantâneas de todas as direções e geram-se os gráficos que permitirão ao operador distinguir entre as principais direções das fontes sonoras, além do acompanhamento dos deslocamentos destas com relação ao submarino.

A potência do sinal i , em cada DoA, é determinada utilizando-se o teorema de Parseval para o cálculo da energia de uma série temporal.

Assim :

$$P_{D\&S_i} = E[|y_i(n)|^2] = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L |y_i(n)|^2 \quad (4.31)$$

$$P_{D\&S} = E\left[|W^T U(n)|^2\right] = W^T R_U W \quad (4.32)$$

onde o operador $E[\xi]$ representa o valor esperado da variável ξ .

A equação (4.32) é uma fórmula alternativa para a equação (4.31) explicitando que a potência de saída depende da DoA e dos pesos W . A matriz de correlação R_U do sinal coerente $U(n)$ depende da direção de chegada escolhida, lembrando que a matriz de correlação é :

$$R_U = E[U(n)U(n)^H]$$

No entanto, o método D&S apresenta desvantagens para um ambiente onde existam múltiplas fontes emitindo de direções distintas, pois o número de sensores do *array* limita a largura do lóbulo principal e o ganho dos lóbulos laterais, que são responsáveis pelas distorções. Portanto, no sinal de saída do *array* (D&S) existem contribuições do sinal da direção desejada e também das demais direções, o que pode tornar o resultado deste método pobre em resolução de energia.

4.2 – MÉTODO DE CAPON OU MÍNIMA VARIÂNCIA

A técnica da Mínima Variância de Capon [12], [31] leva em conta a melhoria da resolução pobre associada ao método D&S pela utilização de graus de liberdade definido pelo número de sensores N do *array*, os quais limitam a largura da banda do *broadside* do *array* na direção desejada (diretividade), ao mesmo tempo em que utiliza $N-1$ direções para obter as direções do espaço nulo (ortogonal) que são as direções dos sinais interferentes.

Os $N-1$ sinais calculados no espaço nulo serão subtraídos do sinal estimado D&S para a DoA desejada, reduzindo desta forma os ruídos presentes na estimativa do sinal desejado.

Logo, o problema de otimização do filtro espacial é definido pela minimização da potência de saída média de um filtro D&S em uma DoA, ilustrado na Figura 4.8, ao mesmo tempo em que a resposta do filtro espacial nesta direção deve ter ganho unitário.

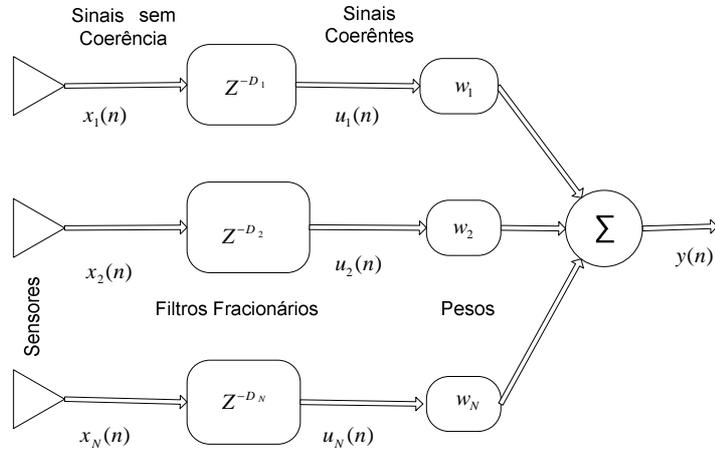


Figura 4.8- Filtro D&S

Assim, a equação de potência de saída de um filtro D&S é :

$$P_{D\&S} = E\left[|y_i(n)|^2\right] = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L |y_i(n)|^2 = \frac{1}{L} \left(\sum_{n=1}^L \left| \sum_{i=1}^{N-1} w_i \times u_i(n) \right|^2 \right) \quad (4.33)$$

ou na forma vetorial da equação (4.32)

$$P_{D\&S} = E\left[|W^T U(n)|^2\right] = W^T R_U W$$

E a restrição linear para os coeficientes do filtro espacial ótimo é dado por:

$$\sum_{k=1}^N w_k^* e^{-j\phi_0 k} = g \quad (4.34)$$

onde \$g\$ é uma constante .

Definindo:

$$s(\phi_0)^T = [e^{-j\phi_0} \ e^{-j2\phi_0} \ \dots \ e^{-jN\phi_0}] \quad (\text{steering vector}) \quad (4.35)$$

o problema de otimização consiste em:

$$\text{Minimizar: } W^T R_u W \quad (4.36)$$

$$\text{Sujeito a: } W^H s(\phi_o) = g \quad (4.37)$$

Aplicando o método dos multiplicadores de Lagrange [11], ao problema de otimização com restrição, obtém-se:

$$J = W^T R_u W + \lambda(W^H s(\phi_o) - g) \quad (4.38)$$

Estamos interessados nos valores ótimos dos elementos de pesos W de forma a minimizar a equação (4.38). Então, calculamos o gradiente e o igualamos a zero, obtendo:

$$2R_u W + \lambda s(\phi_o) = 0 \quad (4.39)$$

Isolando W na equação (4.39), obtém-se:

$$W = -\frac{\lambda}{2} R_u^{-1} s(\phi_o) \quad (4.40)$$

Substituindo a equação (4.40) na (4.37), chega-se a:

$$-\frac{\lambda}{2} s(\phi_o)^H R_u^{-1} s(\phi_o) = g \quad (4.41)$$

Isolando λ em (4.41):

$$\lambda = \frac{-2g}{s(\phi_o)^H R_u^{-1} s(\phi_o)} \quad (4.42)$$

Por fim, combinando as equações (4.40) e (4.42), obtemos o vetor de coeficientes ótimo:

$$W_o = \frac{g R_u^{-1} s(\phi_o)}{s(\phi_o)^H R_u^{-1} s(\phi_o)} \quad (4.43)$$

A equação (4.43) contém os coeficientes responsáveis pela mínima variância na potência do sinal para uma DoA.

Para o caso em que $g = 1$, a solução ótima é:

$$W_o = \frac{R_u^{-1} s(\phi_o)}{s(\phi_o)^H R_u^{-1} s(\phi_o)} \quad (4.44)$$

e o valor da potência média do sinal de saída do *beamformer* ótimo é encontrado substituindo a equação (4.44) em (4.32), resultando na equação (4.45) da potência com mínima variância (MV) :

$$P_{MV}(\phi_o) = \frac{1}{s(\phi_o)^H R_u^{-1} s(\phi_o)} \quad (4.45)$$

O filtro espacial ótimo (*Optimum Beamformer*) deixa passar um sinal de uma determinada DoA, ao mesmo tempo em que atenua as interferência e ruídos não originados nesta direção.

Uma vez que o ângulo de chegada assume valores entre $-\pi \leq \phi_o \leq \pi$, o gráfico da equação (4.45) em função de ϕ_o nos auxilia na busca dos picos de potência associados à existência de fontes sonoras.

Esta técnica apresenta uma melhor resolução quando comparada à potência determinada pelo método D&S, por eliminar as interferências vindas de direções não desejadas.

Uma desvantagem deste método ocorre quando outros sinais presentes no espaço são correlacionados com o sinal de interesse. Estas componentes podem ser combinadas destrutivamente provocando uma falha no método de Capon. Outra dificuldade é que a determinação da DoA pelo método de Capon requer a inversão da matriz de correlação (4.32), o que pode acarretar num aumento do esforço computacional com o aumento do número de sensores N do “array”. No entanto, o método de Levinson- Durbin sugerido em [11], apresenta um algoritmo rápido para o cálculo da MV da equação (4.45), que é a base dos algoritmos de Winer Multiestágios [21],[22], [23] que será apresentado na Seção 4.5.

4.3 - CANCELAMENTO GENERALIZADO DE LÓBULOS LATERAIS (GSC)

Nesta seção, será apresentada a técnica de complemento ortogonal que é a base utilizada nos filtros adaptativos para a obtenção do filtro espacial ótimo, conforme apresentado na referência [11].

Seja a equação (4.37) de restrição:

$$W^H s(\phi_o) = g$$

onde o *steering vector* $s(\phi_o)$ é um vetor de dimensão $N \times 1$, com N sendo o número de elementos sensores do filtro espacial (*beamformer*).

Define-se a matriz C_a como o complemento ortogonal ao espaço que contém o vetor $s(\phi_o)$, que possui dimensão $N \times (N-1)$. Pela definição de complemento ortogonal, podemos escrever:

$$s(\phi_o)^H C_a = 0 \quad (4.46)$$

onde o vetor nulo 0 tem dimensão $1 \times (N-1)$. Definindo a matriz particionada T com dimensão $N \times N$:

$$T = [s(\phi_o) | C_a] \quad (4.47)$$

e reescrevendo o vetor de pesos W , de dimensão $N \times 1$, em termos da matriz T , tem-se:

$$W = Tq \quad (4.48)$$

Particionando-se o vetor q em :

$$q = \begin{bmatrix} V \\ -W_a \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

onde V é um escalar, e W_a é a parte do vetor peso W que não é afetada pelas restrições de dimensão $(N-1) \times 1$.

Utilizando as equações (4.49) e (4.47) em (4.48) escrevemos:

$$W = s(\phi_o)V - C_a W_a \quad (4.50)$$

Pré-multiplicando ambos os lados da equação (4.50) pelo vetor $s(\phi_o)^H$,
obtem-se:

$$s(\phi_o)^H W = s(\phi_o)^H s(\phi_o)V - s(\phi_o)^H C_a W_a = g \quad (4.51)$$

Porém, ao utilizarmos a equação (4.46) em (4.51), obtemos:

$$\begin{aligned} s(\phi_o)^H s(\phi_o)V - 0W_a &= g \\ s(\phi_o)^H s(\phi_o)V &= g \\ V &= [s(\phi_o)^H s(\phi_o)]^{-1} g \end{aligned} \quad (4.52)$$

demonstrando que as restrições não afetam W_a .

Agora define-se a componente não adaptativa do filtro espacial como:

$$W_q = s(\phi_o)V = s(\phi_o)(s(\phi_o)^H s(\phi_o))^{-1} g \quad (4.52)$$

Voltando à equação (4.50) com o resultado de (4.52), podemos
reescrever o vetor de pesos global W , como:

$$W = W_q - C_a W_a \quad (4.53)$$

Substituindo-se a equação (4.53) em (4.37), obtém-se:

$$\begin{aligned} s(\phi_o)^H W &= s(\phi_o)^H (W_q - C_a W_a) = g \\ s(\phi_o)^H W_q - s(\phi_o)^H C_a W_a &= g \end{aligned} \quad (4.54)$$

e utilizando a identidade (4.46) em (4.54) , chega-se em:

$$s(\phi_o)^H W_q = g \quad (4.55)$$

Conclui-se que o vetor W_q é a parte do vetor W que satisfaz à restrição (4.34). O vetor W_a é independente da restrição e fornece graus de liberdade para a construção do espaço nulo do filtro espacial, ou seja para o cálculo dos coeficientes do filtro adaptativo responsáveis pela minimização da variância do sinal de saída do *beamforming* ótimo. A Figura 4.9 apresenta o diagrama de blocos para o filtro espacial com cancelamento generalizado dos lóbulos laterais (*Generalized Sidelobe Canceller-GSC*).

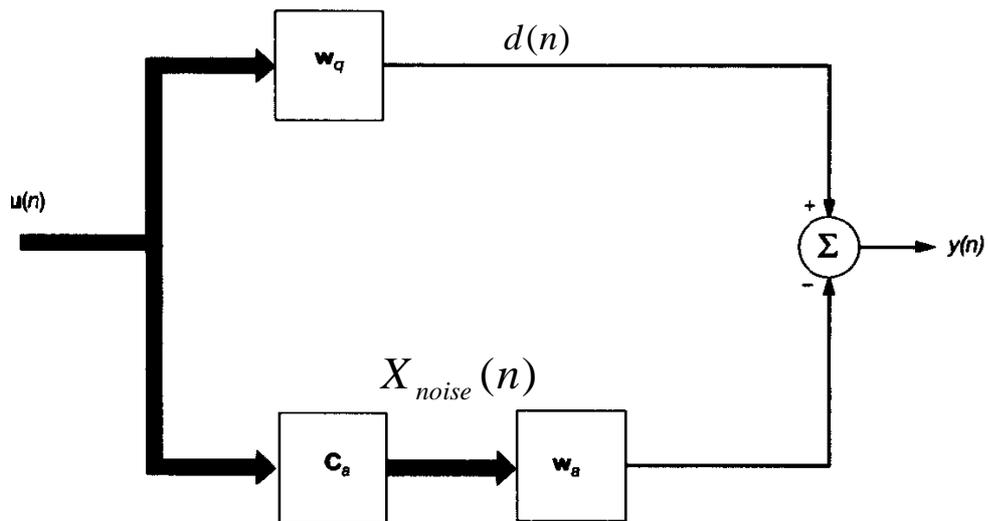


Figura 4.9 – Diagrama de Blocos de um GSC.

O termo $d(n)$ é uma estimativa do sinal na DoA desejada obtido pelo método D&S no instante n , lembrando que o vetor $U(n)$ possui os sinais dos N sensores do *array* compensados pelos filtros fracionários no instante n .

Já o vetor $X_{noise}(n)$, de dimensão $(N-1) \times 1$, contém os $N-1$ sinais com informações de ruído e interferências, sendo perpendicular ao espaço definido por W_q que forma o sinal $d(n)$.

Vamos supor que o vetor de pesos relacionados restrições seja:

$$W_q = [w_q(1) \ w_q(2) \ \cdots \ w_q(N)]^T \quad (4.56)$$

Uma técnica adotada para o cálculo da matriz ortogonal [21], ou na literatura matriz de bloqueio (*blocking matrix*), consiste do seguinte arranjo:

$$C_a = \begin{bmatrix} \frac{1}{w_q(1)} & -\frac{1}{w_q(2)} & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{w_q(2)} & -\frac{1}{w_q(3)} & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & & & \ddots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \frac{1}{w_q(N-2)} & -\frac{1}{w_q(N-1)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & \frac{1}{w_q(N-1)} & -\frac{1}{w_q(N)} \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

Então, a n -ésima amostra do sinal de saída $y(n)$ do diagrama da Figura 4.12 é determinada por:

$$\begin{aligned} y(n) &= (W_q - C_a \cdot W_a)^H U(n) \\ y(n) &= W_q^H U(n) - W_a^H C_a^H U(n) \end{aligned} \quad (4.58)$$

A equação (4.58) é formada por duas componentes:

$$d(n) = W_q^H U(n) \quad (4.59)$$

que é uma estimativa do sinal na DoA via D&S, e:

$$W_a^H X_{noise}(n) = W_a^H C_a^H U(n) \quad (4.60)$$

que contém as componentes de ruídos e interferências presentes nos sinais $U(n)$ fora da DoA.

Assim podemos reescrever a equação (4.60) como:

$$y(n) = d(n) - W_a^H X_{noise}(n) \quad (4.61)$$

Assim o diagrama de blocos da figura 4.9 é reduzido para o da figura 4.10.

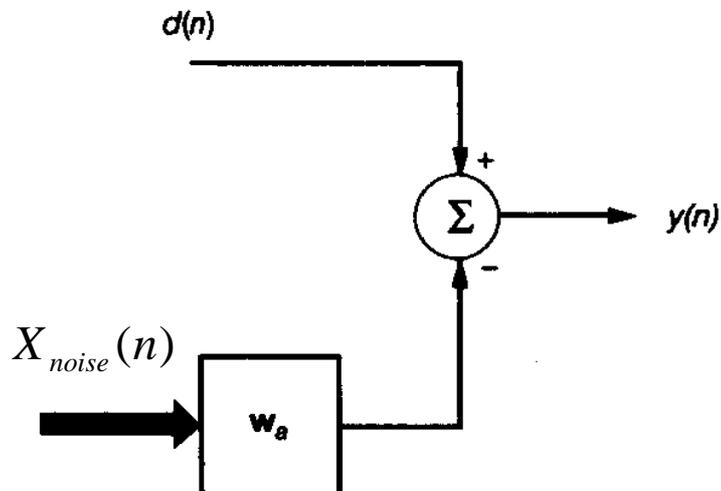


Figura 4.10 – Reformulação do GSC para o problema de filtro ótimo W_a .

Portanto, transformamos o problema de otimização com restrição linear em um problema de filtragem adaptativa convencional.

4.3.1 - MÉTODO DIRETO PARA A SOLUÇÃO DO GSC (WIENER – HOPF)

Temos agora um problema de otimização sem restrição envolvendo o ajuste da porção W_a do peso W , que irá fornecer o menor erro médio quadrático ou minimizará a variância do sinal de saída $y(n)$. Portanto, nesta seção será aplicada a solução direta para o problema de otimização utilizando-se as estatísticas de primeira e segunda ordem dos sinais dos N sensores, na qual se baseia o método de *Wiener-Hopf*.

Logo o problema de minimização é:

$$\text{Minimizar } J = E[y(n)y(n)^H], \text{ com relação a } W_a. \quad (4.62)$$

Então, a função objetivo é

$$J = E[(d(n) - W_a^H X_{noise}(n))(d(n) - W_a^H X_{noise}(n))^H]$$

$$J = E[d(n)d(n)^H] - P_x^H W_a - W_a^H P_x + W_a^H R_X W_a \quad (4.63)$$

onde:

$$P_x = E[X_{noise}(n)d(n)^H] = C_a^H R_U W_q \quad (4.64)$$

é a correlação cruzada entre os ruídos e a estimativa do sinal desejado, e:

$$R_x = E[X_{noise}(n)X_{noise}^H(n)] = C_a^H R_U C_a \quad (4.65)$$

é a matriz de correlação entre os sinais de ruído.

Calculando-se o vetor gradiente com relação a W_a , chega-se em :

$$\nabla J_{(W_a)} = -2p_x + 2R_x W_a = 0 \quad (4.66)$$

$$W_a = R_x^{-1} p_x \quad (4.67)$$

que é a clássica equação de Wiener- Hopf.

Substituindo (4.64) e (4.65) em (4.67) resulta em :

$$W_a = (C_a^H R_U C_a)^{-1} C_a^H R_U W_q \quad (4.68)$$

Este vetor ótimo determina os coeficientes da porção W_a do peso W que, irão minimizar o erro médio quadrático do sistema da Figura 4.10.

4.3.2 - MÉTODO ADAPTATIVO PARA A SOLUÇÃO DO GSC (LMS)

O ajuste da porção W_a do peso W , que minimiza a variância do sinal de saída $y(n)$ foi determinado na Seção 4.3.1 através do método de *Wiener-Hopf*, utilizando-se a equação (4.68), a qual necessita do conhecimento de estatísticas de segunda ordem e da inversão da matriz de correlação do sinal.

Nesta seção adotaremos o algoritmo LMS (*Least Mean Squares*) para minimizar a função objetivo (4.62) através de sucessivas correções do vetor W_a , que levarão o erro médio quadrático ao seu valor mínimo.

O gradiente da função objetivo é determinado pela equação (4.66). As estatísticas estimadas para as correlações no método LMS são:

$$\hat{p}_x = d(n)X_{noise}(n) \quad (4.69)$$

$$\hat{R}_x = X_{noise}(n)X_{noise}^H(n) \quad (4.70)$$

As equações (4.69) e (4.70) apresentam valores estimados para as correlações, pois utilizam valores instantâneos dos sinais envolvidos .

Substituindo as equações (4.69) e (4.70) em (4.66), obtemos a expressão da estimativa LMS para o gradiente:

$$\begin{aligned} \nabla J_{(W_a)} &= 2(-d(n)X_{noise}(n) + X_{noise}(n)X_{noise}^H(n)W_a) \\ \nabla J_{(W_a)} &= 2X_{noise}(n)(-d(n) + X_{noise}^H(n)W_a) \\ \nabla J_{(W_a)} &= -2X_{noise}(n)e(n) \end{aligned} \quad (4.71)$$

sendo que o erro foi definido pela equação (4.61) como:

$$e(n) = y(n) - d(n) - W_a^H X_{noise}(n)$$

A atualização do vetor de coeficientes é calculada através da equação [29] :

$$W_a(k+1) = W_a(k) - \mu \nabla J_{(W_a)} \quad (4.72)$$

Substituindo-se a equação (4.71) em (4.72) encontramos:

$$W_a(k+1) = W_a(k) + 2\mu X_{noise}(n)e(n) \quad (4.73)$$

A constante μ , conhecida como passo de adaptação, determina a taxa de convergência do método LMS, e seu valor deve ser escolhido na faixa $0 \leq \mu \leq \frac{1}{\lambda_{\max}}$,

onde λ_{\max} é o maior autovalor da matriz de correlação R_x da equação (4.65).

Logo o algoritmo LMS consiste basicamente na realimentação da saída do formador de feixes de maneira a atualizar os coeficientes do filtro através da equação (4.73). A Figura 4.11 (a) ilustra, através do diagrama de blocos, a dependência da atualização dos coeficientes do filtro adaptativo com o erro na saída.

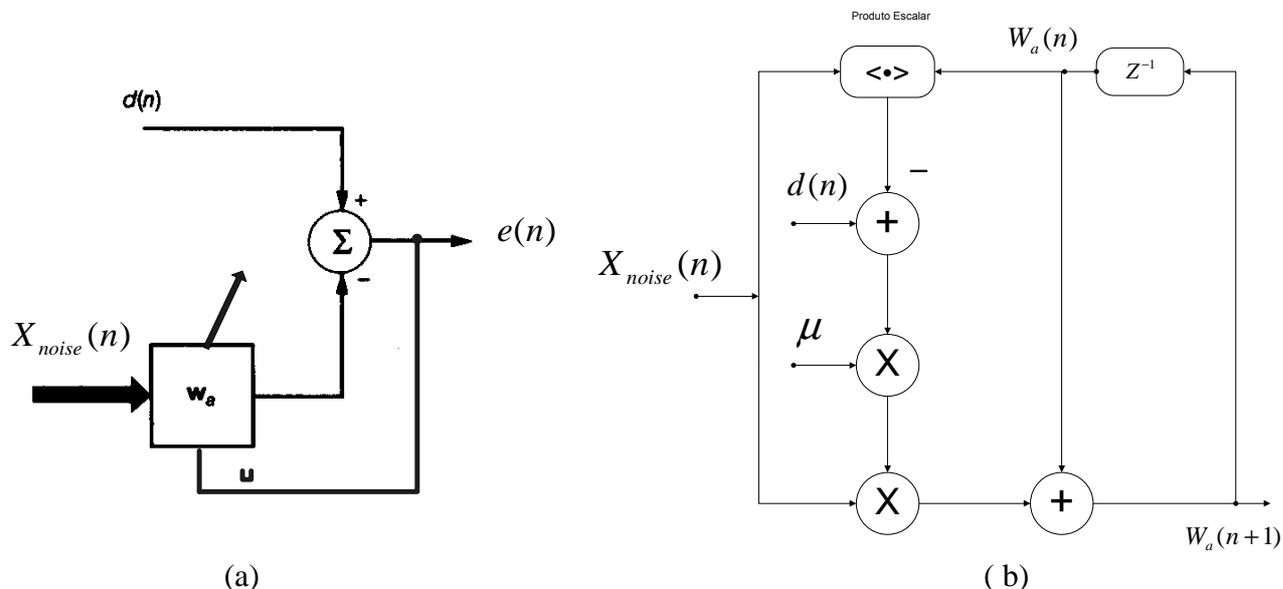


Figura 4.11 - (a) Diagrama de blocos do filtro adaptativo, (b) Gráfico de fluxo de sinal representando o algoritmo LMS.

A Figura 4.11 (b) é o diagrama de blocos da Figura 4.11 (a) redesenhado na forma de um gráfico de fluxo de sinal que evidencia o encadeamento da correção dos coeficientes a cada iteração do processo adaptativo, de forma a reduzir o erro médio quadrático na saída.

O sinal de referência $d(n)$ é obtido pelo método D&S da Seção 4.1.2, que corresponde ao ramo superior da Figura 4.9. Normalmente o sinal de referência tem uma boa correlação com o sinal desejado, o que influencia na convergência e no desempenho do algoritmo. Portanto, quanto mais sensores possuir o *array* melhor será a sua diretividade e, como consequência, mais preciso se tornará o método D&S. A utilização de uma técnica de janelamento também contribui para o refinamento da estimativa de $d(n)$. Os coeficientes do vetor de pesos da equação (4.73) convergirão para a solução de Wiener da equação (4.68), se o sinal for estacionário no intervalo de tempo de observação.

Na Figura 4.12 repetimos o diagrama de blocos da Figura 4.9 de forma a evidenciar todas as partes necessárias ao cálculo do método *Generalized Sidelobe Canceller* (GSC), para um *array* com 16 sensores.

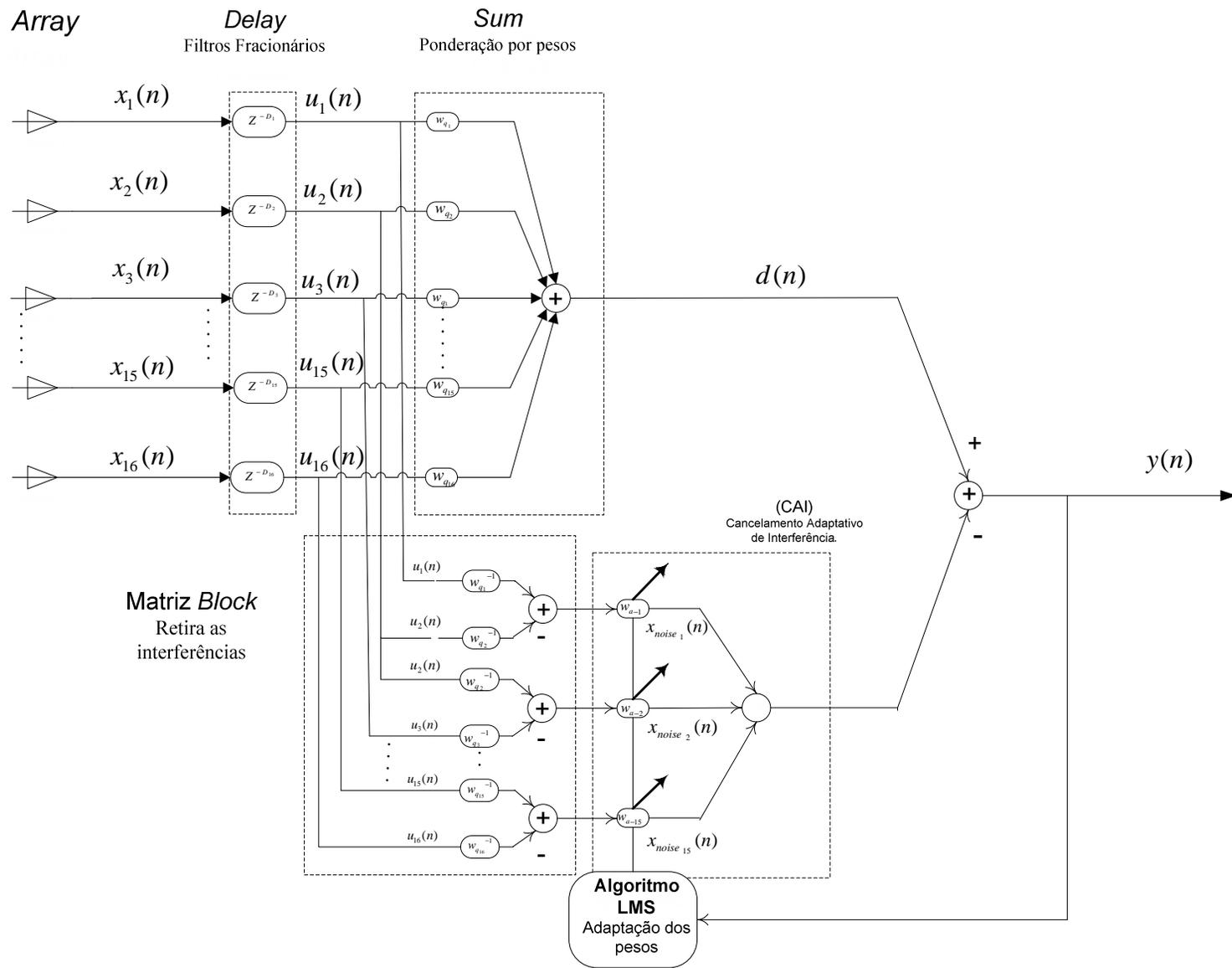


Figura 4.12 – Esquema de um GSC para um *array* com 16 elementos.

O ramo superior da Figura 4.12 é um *beamformer* fixo, com 16 antenas, do tipo *D&S* que filtra o sinal obtido na saída do sensor para a direção desejada gerando a estimativa do sinal desejado $d(n)$, que será usado como referência para o bloco adaptativo que fará o cancelamento de ruído. No método *D&S*, os coeficientes fixos da soma ponderada da saída são obtidos pelo simples janelamento retangular (ou seja, $w_{q_i} = 1/16$).

O ramo inferior da Figura 4.12, chamado de caminho de cancelamento de lóbulos laterais, é formado basicamente por dois blocos em cascata. No primeiro bloco é encontrada a matriz de bloqueio (C_a) da equação(4.57), e é realizado o processamento nos sinais coerentes, $u_i(n)$, de forma a retirar somente as componentes de ruídos presentes no sinal desejado $d(n)$. A matriz de bloqueio processa N sinais de entrada, resultando em $N-1$ sinais de saída ortogonais ao sinal na DoA desejada. No segundo bloco é realizado o cancelamento adaptativo de interferência (CAI), onde os pesos w_{a_i} são adaptados para cancelar as interferências presentes no sinal de saída $y(n)$ do GSC, através da subtração de todas as $N-1$ componentes de sinais de ruídos $x_{noise}(n)$ que estão correlacionadas com o sinal de referência $d(n)$.

Isto resume basicamente o processamento realizado pelo GSC para retirar as interferências do sinal $d(n)$ em uma DoA.

4.3.3 - MÉTODO ADAPTATIVO ROBUSTO PARA A SOLUÇÃO DO GSC (RGSC)

Para realizar a varredura do *beamformer* de forma adaptativa, é crucial se obter o acompanhamento do movimento da fonte sonora, cujo espectro pode variar com o tempo devido a fenômenos como: reverberação, movimento das fontes e imperfeições no *array* acarretando no cancelamento do sinal desejado.

Para resolver este problema é utilizado o método GSC robusto [17],[24], no qual a matriz de bloqueio é determinada de forma adaptativa. O diagrama de blocos do RGSC é apresentado na Figura 4.13.

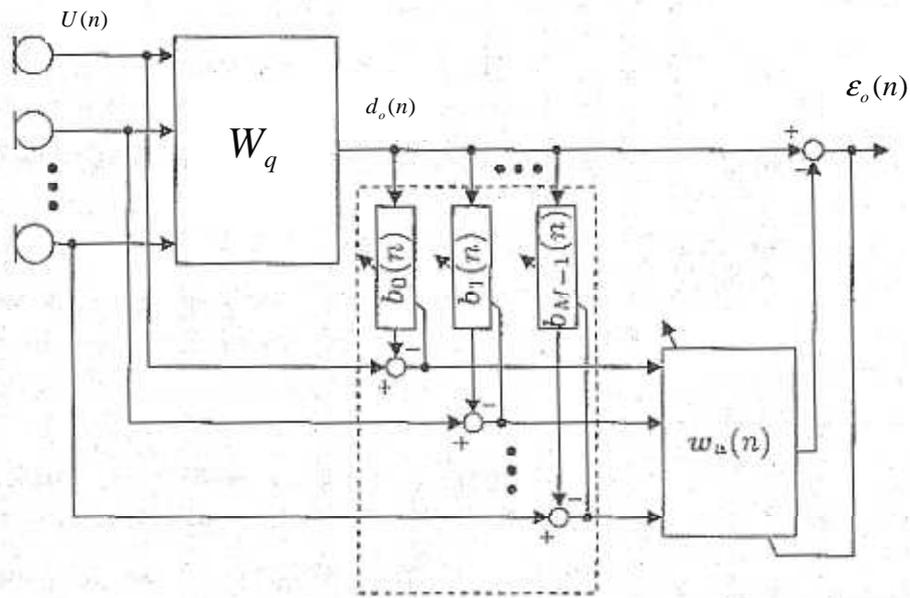


Figura 4.13 – Diagrama de blocos do RGSC.

O bloco superior W_q na Figura 4.13 recebe o sinal processado $U(n)$ na direção da DoA, fazendo uma soma ponderada para gerar a estimativa do sinal na direção desejada $d_o(n)$. A largura do lóbulo principal e a atenuação dos lóbulos secundários são ajustados pelos coeficientes fixos W_q de forma a prevenir variações na posição da fonte. A função da matriz de bloqueio é realizada pelos M canais de filtros adaptativos $b_m(n)$, que recebem o sinal desejado $d_o(n)$ em sua entrada e os filtra para serem subtraídos de suas respectivas componentes de $U(n)$. A saída dos canais deste estágio é realimentada para corrigir os coeficientes dos filtros $b_m(n)$, e posteriormente, quando este estiver convergido, para alimentar a entrada do bloco de cancelamento de ruídos $W_a(n)$. Desta forma, é assegurada a ortogonalidade entre o sinal desejado e os sinais do caminho de cancelamento de lóbulos secundários. Realizações utilizando a matriz de bloqueio adaptativa (RGSC) apresentam um desempenho melhor com relação à redução das distorções presentes no sinal desejado quando comparada à calculada com realizações onde se empregam a matriz de bloqueio fixa (GSC). No GSC, a distorção resultante do bloco de cancelamento de ruídos é originária dos resíduos do sinal desejado presentes no sinal de saída da matriz de bloqueio inerentes ao método numérico, pois as estatísticas são estimadas para uma direção fixa do sinal desejado. Estes erros acontecem devido a possíveis imperfeições no *array* e, em especial, quando as informações de variação de propagação temporais do sinal desejado não são

perfeitamente fornecidas pelo *array*, ou seja, a estatística é fixa em uma direção invariante no tempo. O método RGSC, no entanto, permite acompanhar a variação de propagação do sinal desejado no tempo, de forma que a imperfeição da matriz de bloqueio devido à variação no tempo do *array* seja corrigida de maneira adaptativa. O bloco $W_a(n)$, correspondente ao cancelador de ruídos, subtrai adaptativamente as componentes do sinal do caminho de referência $d_o(n)$, as quais estão correlacionadas com o sinal de saída da matriz *block*. Porém, este sinal só será adaptado quando a relação sinal ruído for muito baixa. A estimativa da SNR é feita pelo somatório da norma dos coeficientes dos canais [24] e comparada com um limiar de energia (em dB).

Na sequência serão apresentados os resultados de uma simulação realizada com um protótipo contendo dois sinais espaciais incidindo em um *array* em direções distintas.

4.4 – SIMULAÇÃO COM PROTÓTIPO

Através dos métodos teóricos D&S e GSC, apresentados neste capítulo, serão realizadas simulações em um protótipo para comparar as suas eficácias. Este protótipo está representado na Figura 4.14, onde temos dois sinais: S_1 , onda quadrada, e S_2 , onda triangular, gerados nas direções de chegada θ_1 e θ_2 , respectivamente.

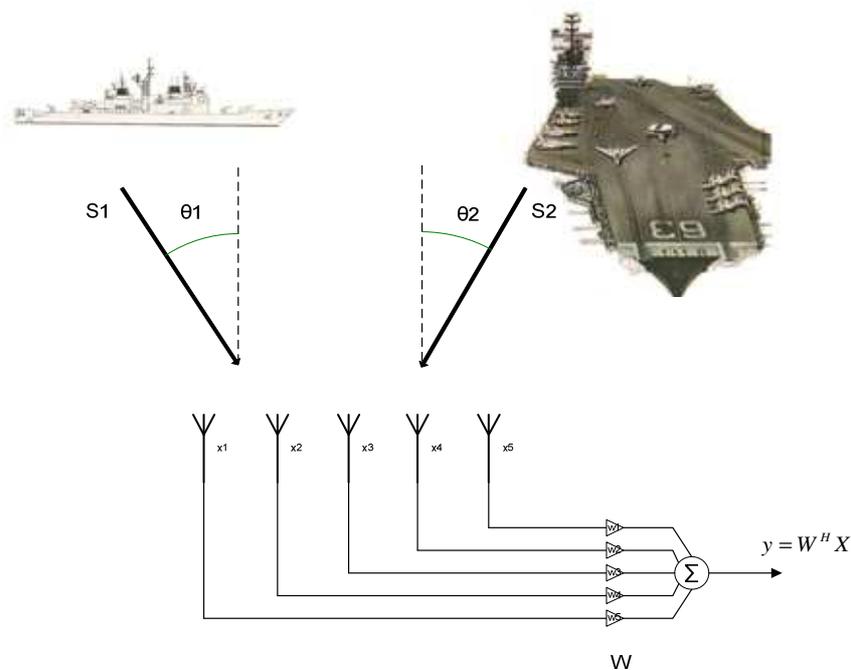


Figura 4.14 - Esquema de duas ondas sonoras incidindo no *array* em linha.

As ondas sonoras S_1 e S_2 apresentam as seguintes séries de Fourier truncadas:

$$S_1(t) = \frac{4}{\pi} \sin(200\pi t) + \frac{4}{3\pi} \sin(600\pi t) + \frac{4}{5\pi} \sin(1.000\pi t) + \frac{4}{7\pi} \sin(1.400\pi t) + \dots \quad (4.74)$$

$$\dots + \frac{4}{9\pi} \sin(1800\pi t)$$

$$S_2(t) = \frac{8}{\pi^2} \cos(400\pi t) + \frac{8}{9\pi^2} \cos(1.200\pi t) + \frac{8}{25\pi^2} \cos(2.000\pi t) \quad (4.75)$$

Plotando os sinais das equações (4.74) e (4.75), obtemos a Figura 4.15.

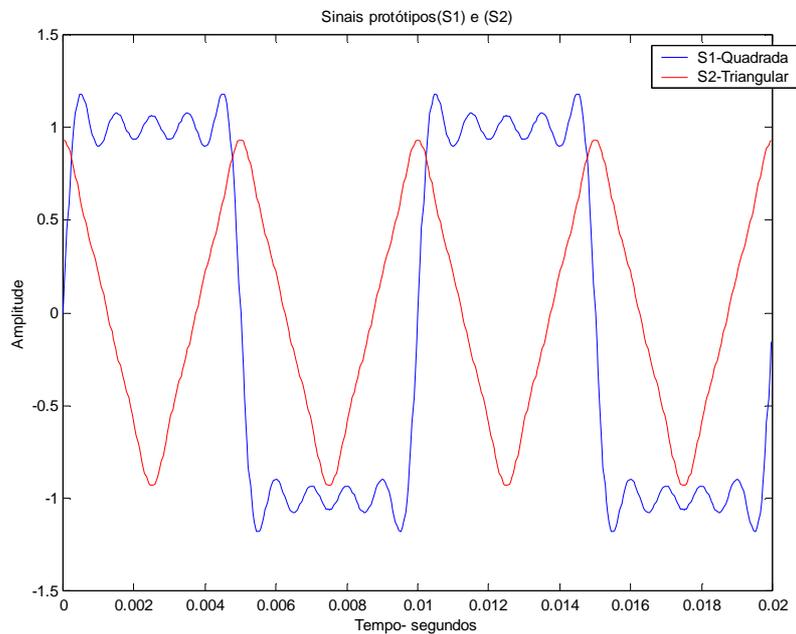


Figura 4.15 – Sinais protótipos S_1 e S_2 , utilizados nas simulações.

Percebe-se na Figura 4.15 que o sinal S_2 possui um período que é a metade do período do sinal S_1 . Os espectros de frequência dos sinais são mostrados na Figura 4.16, e correspondem às amplitudes das componentes senoidais harmônicas, de cada um dos sinais S_1 e S_2 .

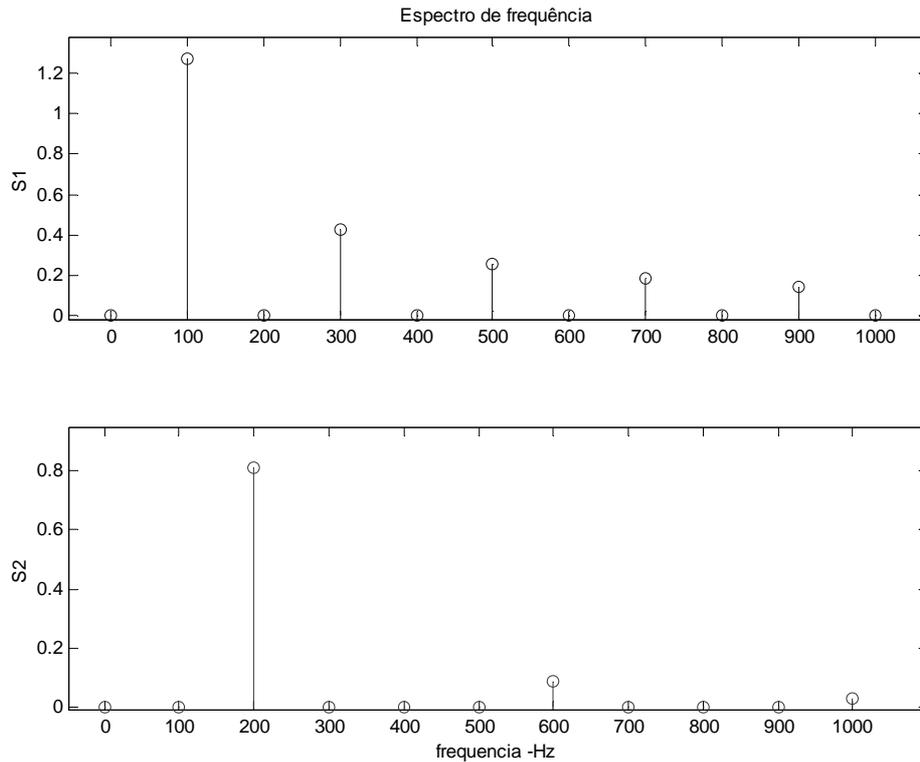


Figura 4.16 - Espectro de frequência dos sinais S_1 e S_2 .

O *array* utilizado foi do tipo ULA, com 16 sensores igualmente espaçados, e a distância entre sensores feita igual a meio comprimento de onda da maior componente de frequência dos dois sinais. Os coeficientes dos pesos utilizados foram os do janelamento retangular, ou seja $w_{qi} = 1/16$.

4.4.1 - SOLUÇÃO VIA MÉTODO D&S.

Para demonstrarmos o desempenho do método D&S, será reconstruída a forma de onda do sinal quando apontarmos o *steering vector* para as direções de emissão $\theta_1 = -20^\circ$ e $\theta_2 = 10^\circ$, para os sinais S_1 e S_2 , respectivamente. A Figura 4.17 apresenta o diagrama de blocos com os respectivos sinais por canal do *array* na direção $\theta_1 = -20^\circ$.

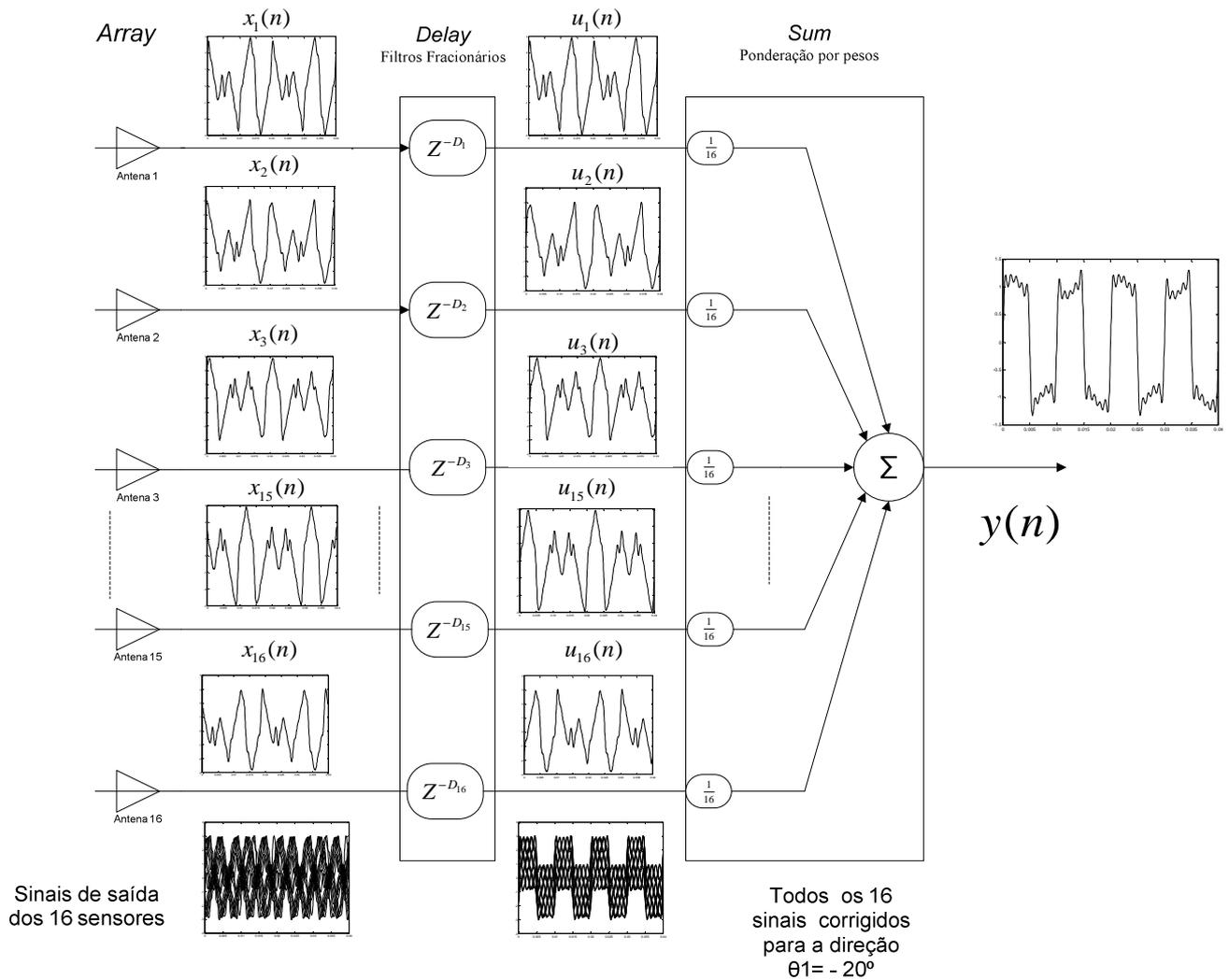


Figura 4.17 – Filtro D&S fixo na direção $\theta_1 = -20^\circ$.

Observando-se a Figura 4.17, percebe-se que os dois sinais são combinados de forma diferente em cada antena (sensor) do *array*, conforme as formas de onda dos elementos $x_i(n)$ de entrada. Isto ocorre devido aos diferentes atrasos de tempos dos sensores para diferentes DoAs. Quando se aponta o *steering vector* em uma DoA específica, fixam-se as constantes de tempo de compensação dos sensores e, portanto, os coeficientes dos filtros fracionários para cada canal. Os sinais de saída destes filtros $u_i(n)$ estarão agora coerentes e serão somados de forma ponderada resultando no sinal próximo ao original da DoA desejada.

Todos os respectivos sinais $x_i(n)$ e $u_i(n)$ foram colocados justapostos na parte inferior da Figura 4.17 de forma a ilustrar o efeito do filtro fracionário na direção desejada, $\theta_1 = -20^\circ$.

A Figura 4.18 apresenta o sinal resultante do filtro D&S na direção $\theta_1 = -20^\circ$, sendo considerado satisfatório quando comparado com o sinal real.

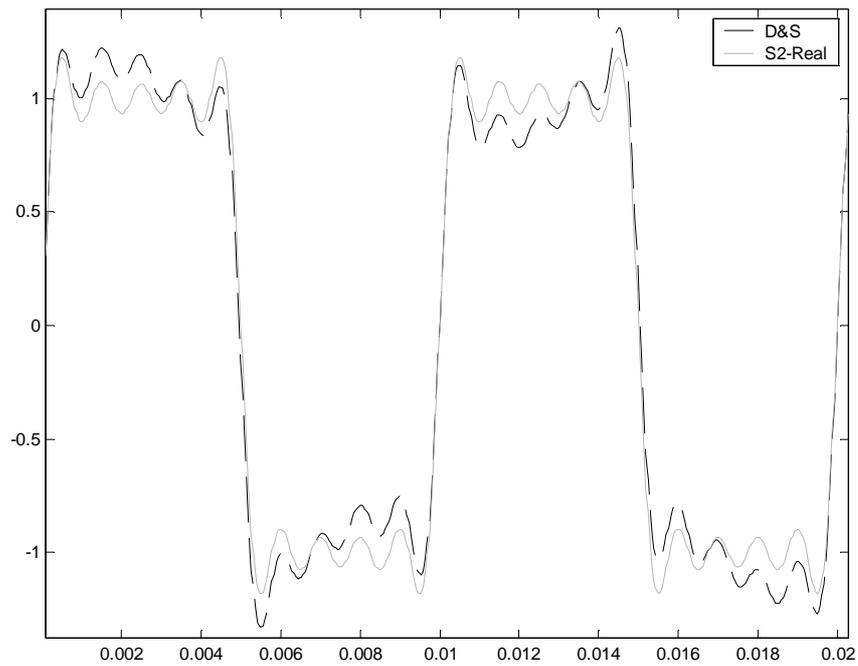


Figura 4.18 – Forma de onda do sinal real e via D&S, para $\theta_1 = -20^\circ$.

A Figura 4.19 apresenta o diagrama de blocos da Figura 4.17 modificado para a direção $\theta_2 = 10^\circ$.

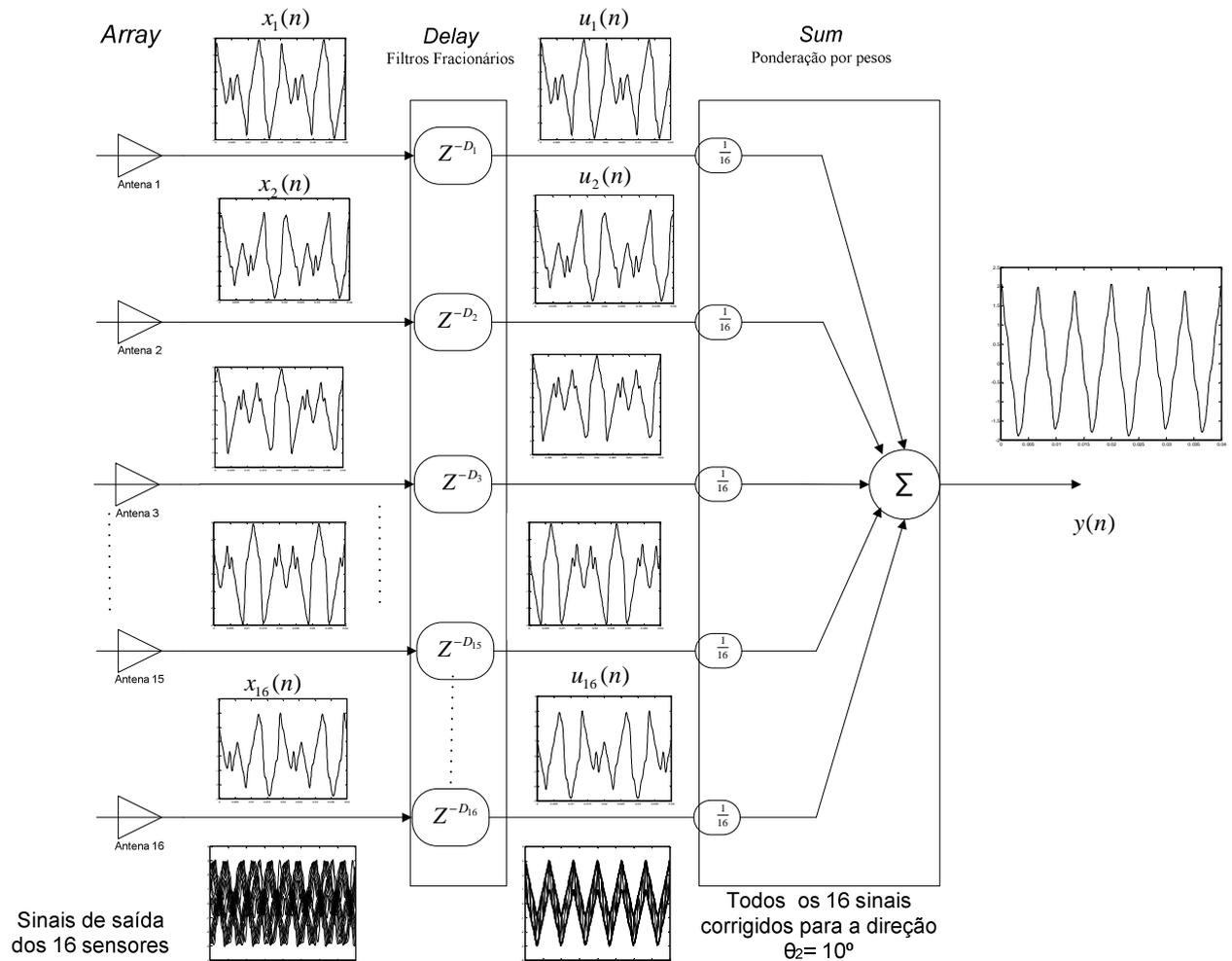


Figura 4.19 - Filtro D&S fixo na direção $\theta_2 = 10^\circ$.

Os atrasos D_i introduzidos pelos filtros fracionários são percebidos ao compararmos os deslocamentos dos sinais $x_i(n)$ com suas respectivas versões atrasadas $u_i(n)$, em cada canal da Figura 4.19. A justaposição dos sinais $x_i(n)$ e $u_i(n)$, vista na parte inferior da Figura 4.19, ilustra o efeito do *bemformer* na direção desejada, $\theta_2 = 10^\circ$.

O sinal de saída do D&S para esta direção está mostrado na Figura 4.20, e pode ser considerado uma boa aproximação do sinal real.

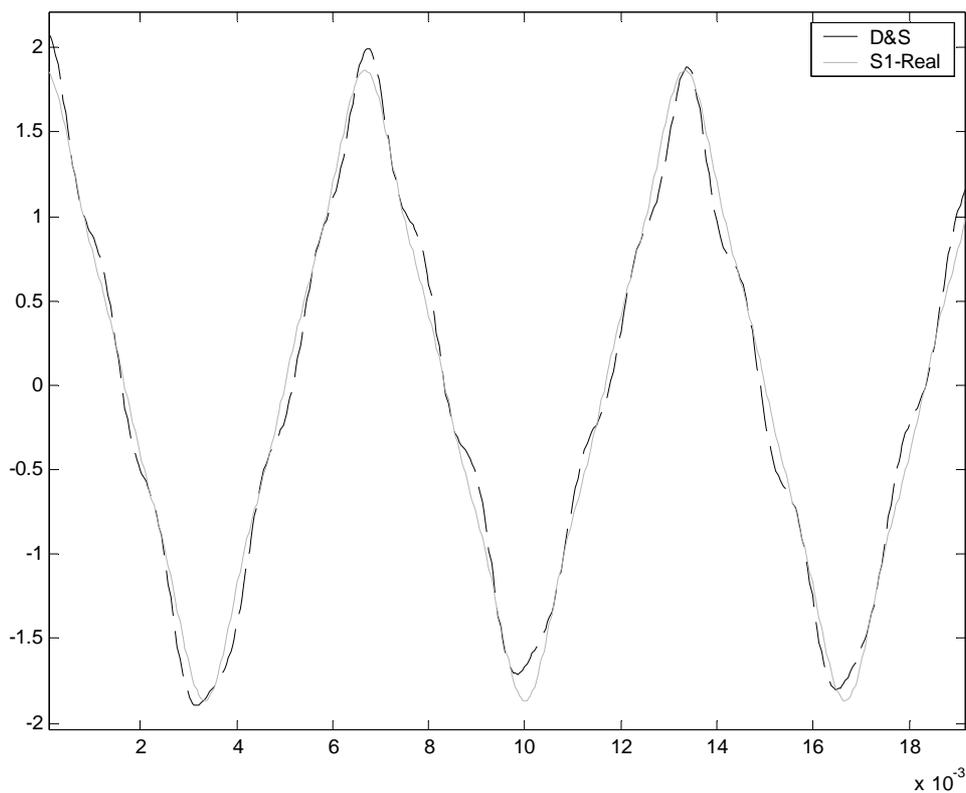


Figura 4. 20 - Formas de onda para o sinal real e via D&S na direção $\theta_2 = 10^\circ$.

Como conclusão destas simulações pode-se dizer que o método D&S nos fornece uma boa estimativa do sinal desejado. Porém, este método é dependente da diretividade do *beamformer*, ou seja, do número de elementos. Logo, para um cenário onde o número de fontes sonoras for elevado, com DoA's muito próximas, distorções severas poderão acontecer no sinal resultante.

O método D&S é normalmente utilizado como uma estimativa do sinal desejado para vários outros métodos adaptativos de otimização.

4.4.2 - SOLUÇÃO VIA MÉTODO GSC

Nesta seção será aplicada a técnica de cancelamento de lóbulos laterais GSC da Seção 4.3 a fim de limpar o sinal obtido inicialmente pelo método D&S na direção desejada. Assim, para cada direção de busca serão estimados o sinal desejado e as interferências indesejáveis, utilizando a técnica de subespaço ortogonal, que serão estimadas adaptativamente até limpar o ruído do sinal desejado. O esquema aplicado é o da Figura 4.12, para os coeficientes fixos do D&S $w_{qi} = 1/16$.

Vamos supor que as DoAs para os dois sinais da simulação, S_1 e S_2 sejam $\theta_1 = -10^\circ$ e $\theta_2 = 10^\circ$. Vamos simular o GSC para encontrar o sinal da direção θ_2 , ou seja, a onda triangular. A Figura 4.21 mostra em detalhes o fluxo de sinal no ramo de cancelamento de lóbulos laterais, onde a componente de saída (ruído) será subtraída da estimativa do sinal desejado $d(n)$.

Os coeficientes do filtro adaptativo convergiram para os valores apresentados na Tabela 4.1, que estão de acordo com os obtidos pela equação (4.68) de Wiener- Hopf.

Tabela 4.1 – Coeficientes do filtro de cancelamento de lóbulos laterais.

w_{a1}	w_{a2}	w_{a3}	w_{a4}	w_{a5}	w_{a6}	w_{a7}
0,0037	0,0071	0,0095	0,0110	0,0104	0,0084	0,0046

w_{a9}	w_{a10}	w_{a11}	w_{a12}	w_{a13}	w_{a14}	w_{a15}
-0,0046	-0,0084	-0,0104	-0,0110	-0,0095	-0,0071	-0,0037

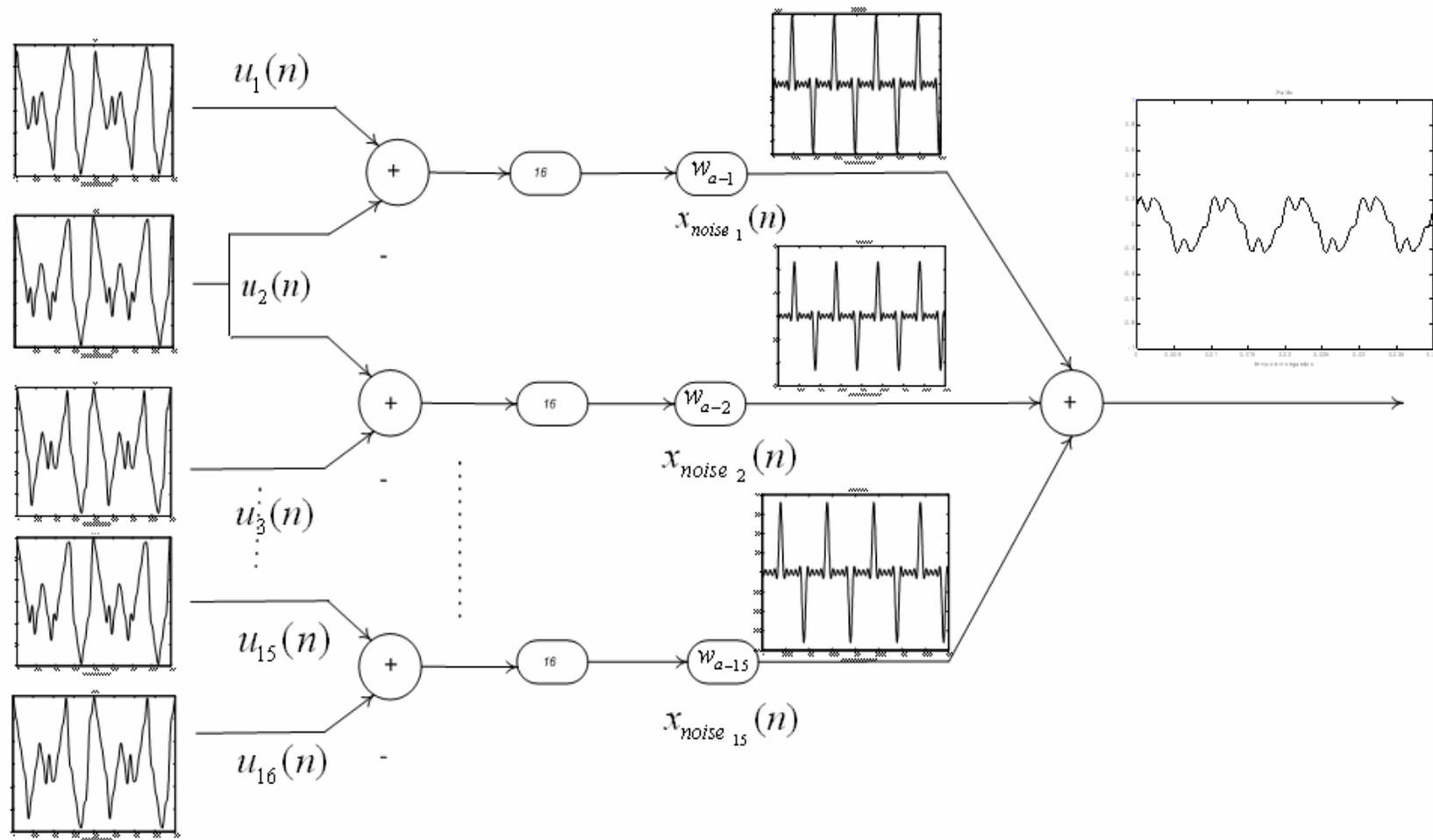


Figura 4.21 – Fluxo de sinal de ruído no ramo de cancelamento de lóbulos laterais do GSC.

A Figura 4.22 mostra a soma da estimativa do sinal $d(n)$ via D&S com o sinal de ruído gerado pelo ramo de cancelamento de lóbulos laterais. Percebe-se uma melhoria na qualidade da forma da onda do sinal obtido pelo GSC quando comparado ao sinal obtido pelo método D&S nesta DoA .

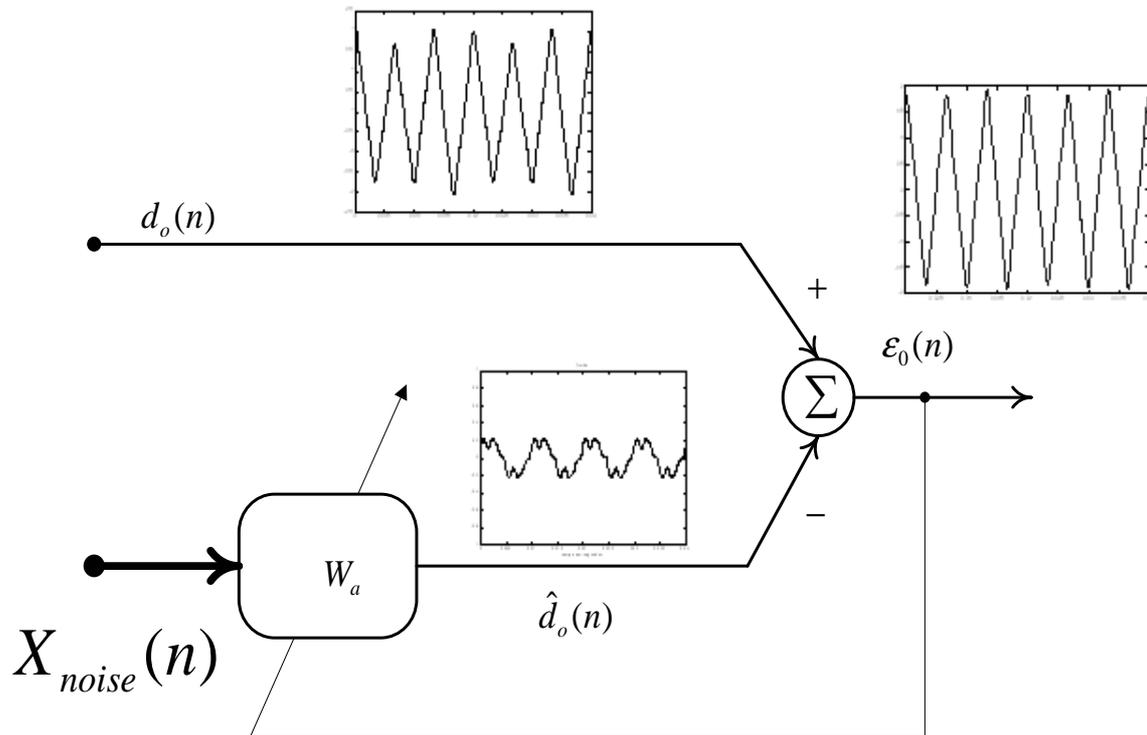


Figura 4.22 - Diagrama de blocos do GSC enfatizando o cancelamento de ruído.

As Figuras 4.23 (a) e (b) mostram os resultados da filtragem via método GSC e D&S, para as duas DoAs deste exemplo. Percebe-se, novamente, a melhoria na forma de onda que o método GSC consegue em relação ao sinal obtido pelo método D&S, comprovando a superioridade deste método sobre o D&S.

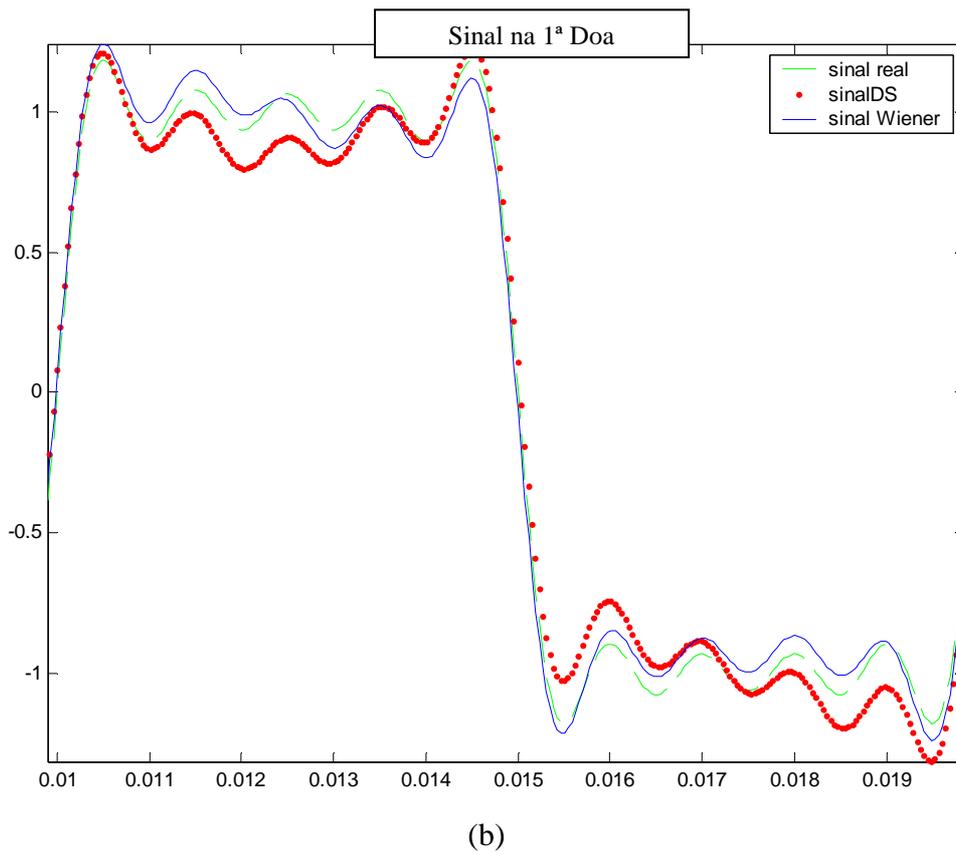
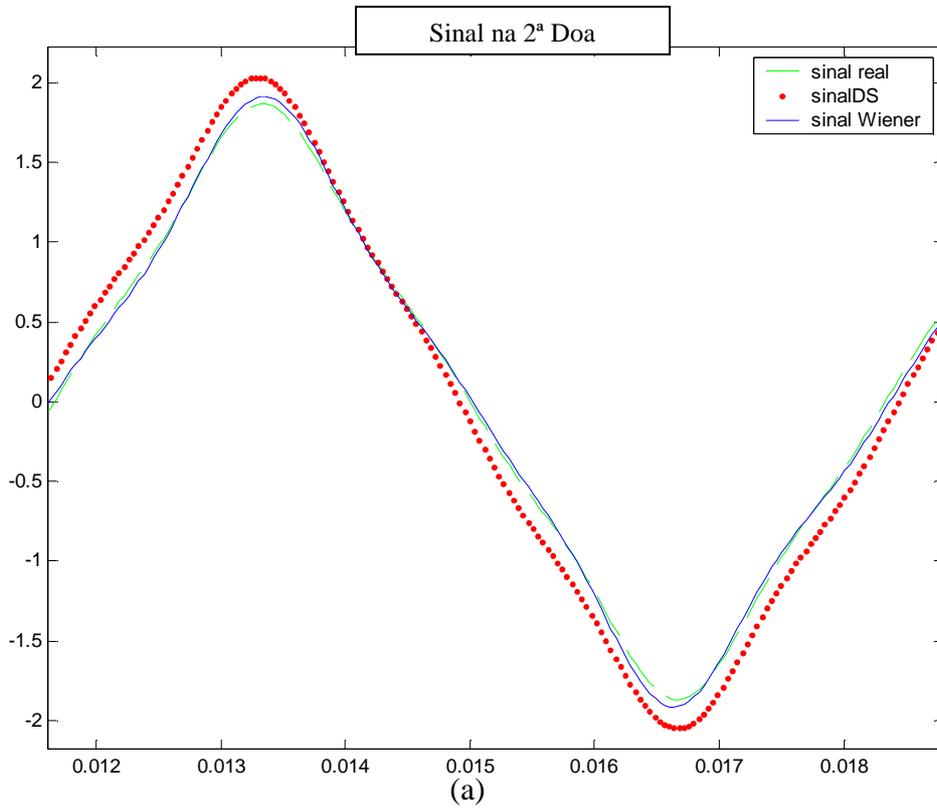
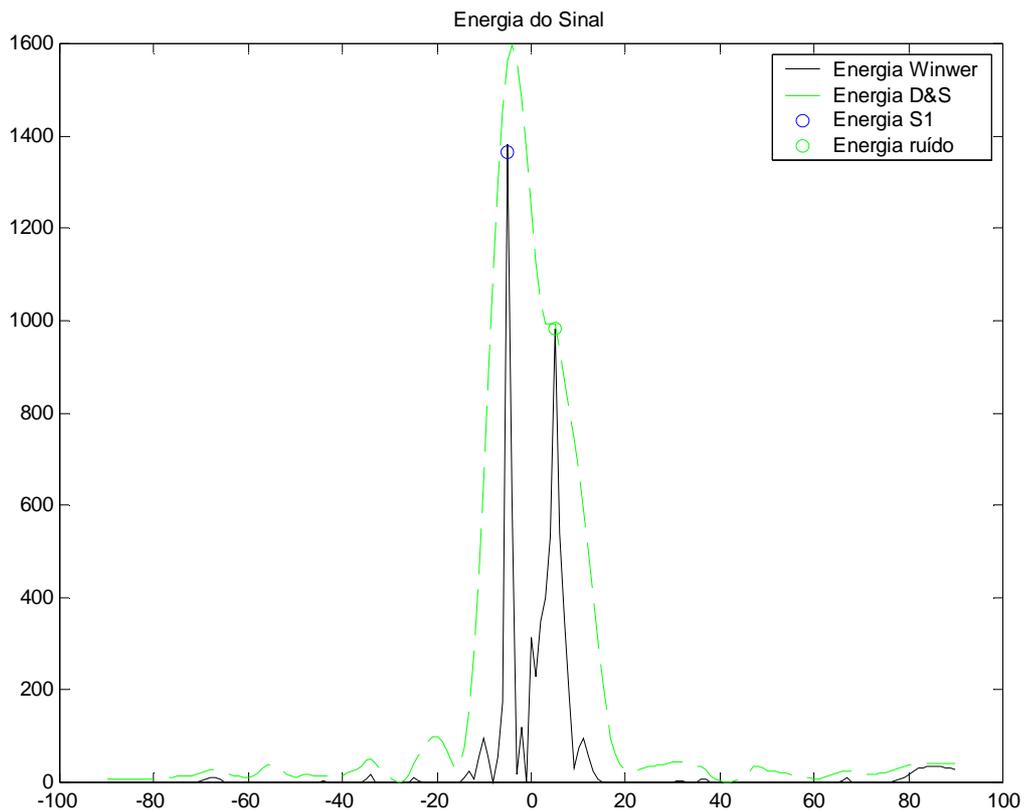


Figura 4.23 – Métodos GSC e D&s para as DoAs: (a) $\theta_2 = 10^\circ$ e (b) $\theta_1 = -10^\circ$.

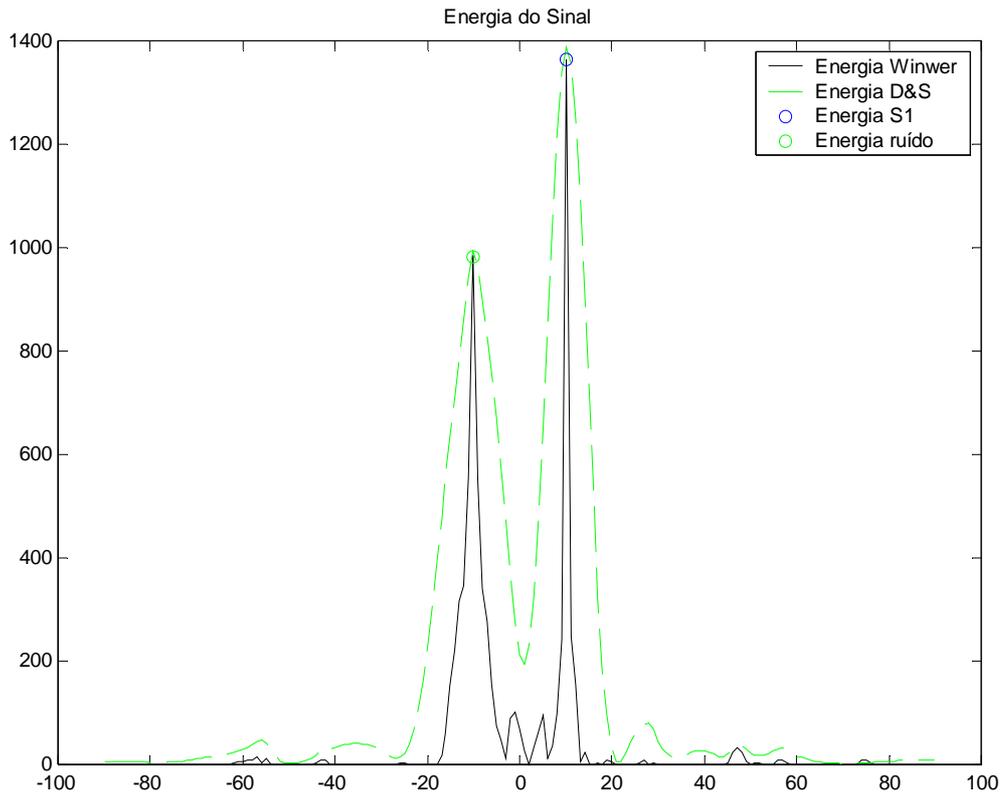
Para concluir estas simulações, vamos fazer uma busca dos dois sinais protótipos através da variação do ângulo do *steering vector*, para as seguintes condições de DoAs :

- (a) $\theta_1 = -5^\circ$ e $\theta_2 = 5^\circ$;
- (b) $\theta_1 = -10^\circ$ e $\theta_2 = -10^\circ$;
- (c) $\theta_1 = -45^\circ$ e $\theta_2 = 45^\circ$.

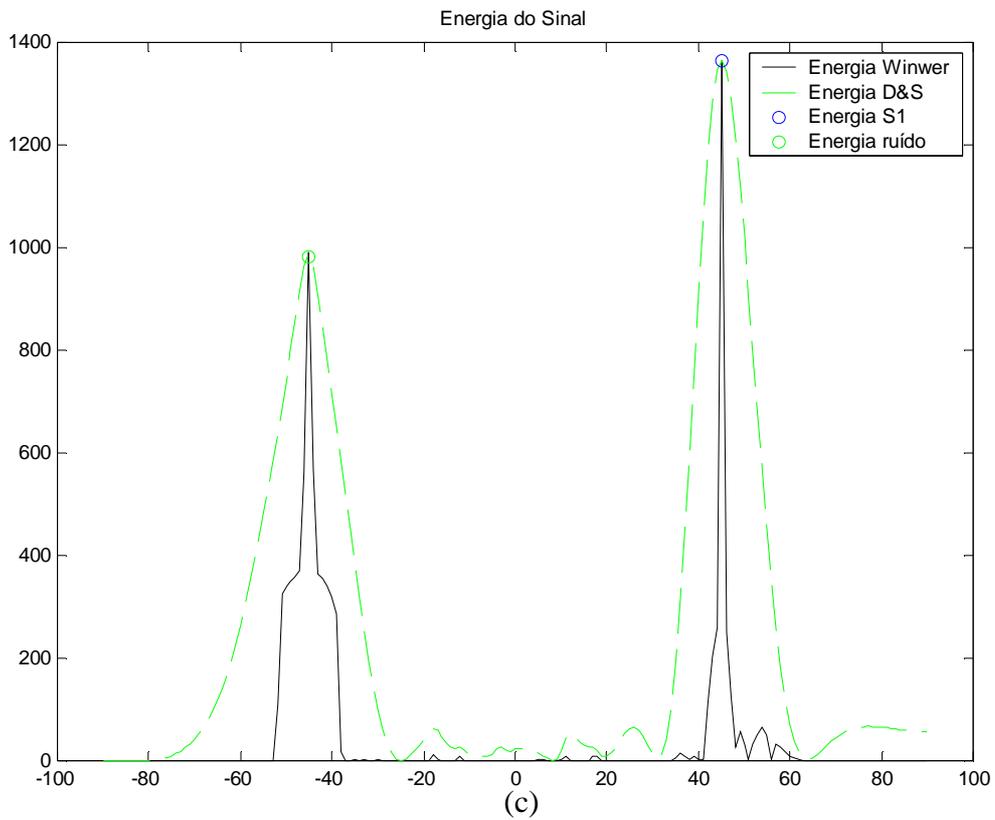
A Figura 4.24 nos mostra o resultado desta simulação, destacando a localização dos contatos através dos picos de energia do sinal. As coordenadas da energia real dos dois sinais em suas respectivas DoAs estão marcadas na Figura 4.24 por dois pequenos círculos.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.24 – Energia em função do ângulo de chegada para dois alvos emitindo nas direções (a) $\theta_1 = -5^\circ$ e $\theta_2 = 5^\circ$, (b) $\theta_1 = -10^\circ$ e $\theta_2 = -10^\circ$ e (c) $\theta_1 = -45^\circ$ e $\theta_2 = 45^\circ$.

Através do gráfico da energia da Figura 4.24 (a) percebe-se a falta de resolução do método D&S quando comparado com o método GSC. Nas direções próximas aos dois contatos, ocorre uma perda da definição da direção de energia dos dois alvos, o que dificulta a distinção das direções das fontes sonoras, inclusive com a determinação errada da energia do primeiro sinal S_1 . Já o método GSC apresentou uma resolução superior ao D&S, destacando-se nitidamente os picos de energia dos dois sinais em suas respectivas DoAs.

Nos gráficos das Figuras 4.24 (a) e (b) percebe-se uma melhoria na resolução do método D&S, devido ao afastamento das direções de chegada das duas fontes, possibilitando uma melhor separação espacial através da diretividade do *array* na qual se baseia este método. O que ocorre é que ao se afastarem as direções de emissão dos dois sinais, eles reduzem suas correlações, que também é imposta pela diretividade do *array*. Ainda analisando estes gráficos, verifica-se que o método GSC, além de acertar na direção das fontes sonoras, consegue uma melhora na determinação da energia e, como consequência, na forma de onda do sinal. Para todas as posições das fontes mostradas na Figura 4.24 percebe-se uma melhor atenuação da energia fora das duas DoA's no método GSC, mantendo-se apenas os dois picos de energia sobre as direções de emissão das fontes sonoras, comprovando a superioridade do método GSC sobre o método D&S.

A precisão do método GSC é útil para o emprego de classificadores, que buscam através da comparação entre os espectros de frequências das fontes capturadas e de um conjunto de sinais armazenados em um banco de dados identificar o tipo de fonte emissora.

O método D&S foi por muito tempo a única ferramenta para a determinação da direção de alvos. Porém, perdia em resolução quando o SONAR estava presente em meios com várias emissões próximas e simultâneas. O método GSC veio para substituir esta tecnologia obsoleta, porém requer maior esforço computacional.

O método GSC também pode apresentar problemas quando duas ou mais fontes estão muito próximas entre si ou apresentam correlações significativas, por depender do método D&S.

4.5 - MÉTODO DE WIENER EM MULTISTÁGIOS

Nesta seção será vista uma nova aproximação para o método de Wiener [21], [22],[23] visando a reduzir o esforço computacional envolvido no método clássico, chamada de Filtro de Wiener em Multiestágios. Esta técnica decompõe o filtro de Wiener em sucessivas projeções ortogonais à direção do sinal desejado, de forma a se obter vetores com sinais apenas interferentes.

Este método inicia com a aquisição da estimativa do sinal desejado $d_o(n)$ para uma DoA, e um vetor com as estimativas de sinais interferentes $X_o(n)$ com o sinal desejado, conseguido através do método GSC apresentado na Seção 4.3. O próximo passo é determinar um vetor na direção do vetor gradiente, ou seja, do vetor com as correlações cruzadas entre os sinais desejado e interferentes. Projetando o sinal interferente na direção deste vetor resulta em um sinal de resíduo $d_1(n)$, que contém os resíduos de informações do sinal desejado presentes na estimativa do sinal interferente. Em seguida é determinada uma matriz cujas linhas são vetores formados no espaço nulo do vetor de correlação cruzada. O sinal interferente é filtrado pelos vetores desta matriz, resultando num vetor $X_1(n)$ com outras componentes de interferência e com um grau a menos que a dimensão do seu sinal predecessor $X_o(n)$, reduzindo-se desta forma a correlação deste sinal com o sinal desejado. Esta técnica é sucessivamente aplicada até que o vetor de interferências do próximo estágio se torne um escalar. Para reduzir a correlação cruzada entre os sub-sinais de interferências com o sinal da direção desejada é aplicada a filtragem adaptativa no final de cada estágio do sinal de ruído, seguida de uma redução dos pseudo resíduos. Esta técnica, portanto, é formada por um banco de filtros de análise, que visam a determinação dos caminhos dos resíduos do sinal desejado presentes nos ruídos e dos caminhos ortogonais a estes para descorrelacionar o ruído do sinal desejado, e por um banco de síntese, que é uma cascata de erros gerados pela decomposição. Este método preserva o erro médio quadrático mínimo calculado pelo método de Wiener convencional, com a vantagem de não necessitar calcular a inversa da matriz de covariância.

A seguir é apresentada uma breve revisão de alguns conceitos básicos do filtro de Wiener, os quais serão utilizados para a formulação do método proposto nesta seção.

O filtro de Wiener clássico está representado na Figura 4.25, onde inicialmente é determinada uma estimativa para o sinal desejado $d_o(n)$ na direção desejada utilizando-se o método D&S. O vetor de sinais de interferências $X_o(n)$ é obtido pela projeção ortogonal ao caminho de $d_o(n)$. Porém, como foi visto na Seção 4.31, o método clássico de Wiener necessita da inversão da matriz de covariância R_{X_o} dos sinais interferentes $X_o(n)$ para a determinação dos coeficientes ótimos para o filtro W_a .

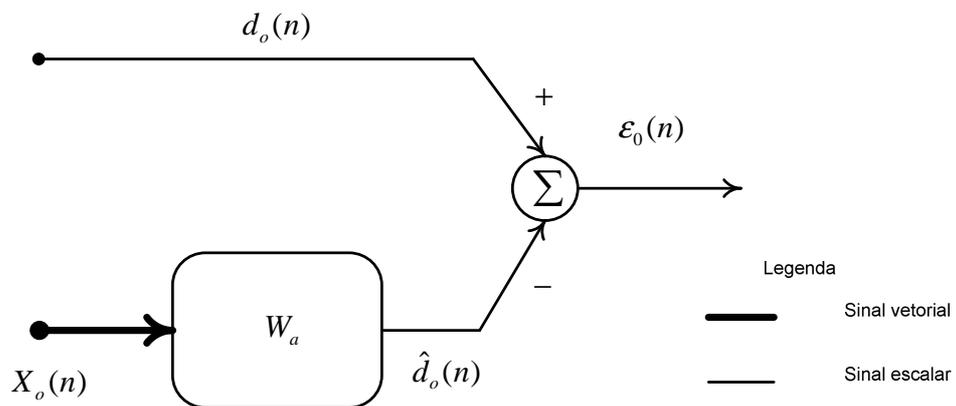


Figura 4.25 - Filtro de Wiener Clássico.

Conforme visto na Seção 4.3.1, a equação que determina os coeficientes ótimos para o filtro W_a , de forma a minimizar o erro médio quadrático, é dada por:

$$W_a = R_{X_o}^{-1} r_{X_o d_o} \quad (4.76)$$

onde

$$r_{X_o d_o} = E[X_o(n) d_o(n)^H] \quad (4.77)$$

é o vetor de correlação cruzada entre o sinal desejado e as componentes interferentes.

A técnica para calcular o valor esperado da equação (4.77) entre os sinais discretos $d_o(n)$ e $X_o(n)$ com K amostras, consiste na seguinte média temporal:

$$r_{X_o d_o} = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K d_o(n) \begin{bmatrix} x_1(n) \\ \vdots \\ x_{(N-1)}(n) \end{bmatrix} \quad (4.78)$$

Definindo o vetor conjunto dos dados de entrada como:

$$z_o(n) = \begin{bmatrix} d_o(n) \\ X_o(n) \end{bmatrix} \quad (4.79)$$

a sua matriz de autocorrelação é obtida por:

$$R_{Z_o} = E[z_o(n)z_o^H(n)] = \begin{bmatrix} \sigma_{d_o}^2 & (r_{X_o d_o})^H \\ r_{X_o d_o} & R_{X_o} \end{bmatrix} \quad (4.80)$$

onde o termo $\sigma_{d_o}^2$ é a variância do sinal desejado $d_o(n)$, calculada por:

$$\sigma_{d_o}^2 = E[|d_o(n)|^2] \quad (4.81)$$

O mínimo erro da saída do filtro de Wiener é dado por:

$$\varepsilon_o(n) = d_o(n) - W_a^H X_o(n) \quad (4.82)$$

O erro médio quadrático (MSE) mínimo para o filtro de Wiener é obtido por:

$$\xi_o = E[|\varepsilon_o(n)|^2] \quad (4.83)$$

Após algumas manipulações algébricas utilizando as equações (4.76), (4.77), (4.81), (4.82) e (4.83), chega-se ao MSE :

$$\xi_o = \sigma_{d_o}^2 - (r_{X_o d_o})^H R_{X_o}^{-1} r_{X_o d_o} \quad (4.84)$$

Percebe-se que os termos estatísticos presentes na equação (4.84) são encontrados na matriz de correlação associada ao sinal conjunto (4.80).

O segundo termo da equação (4.84) fornece uma medida da informação contida no sinal $X_o(n)$ correlacionada com o sinal desejado $d_o(n)$.

$$K_{X_o d_o} = (r_{X_o d_o})^H R_{X_o}^{-1} r_{X_o d_o} \quad (4.85)$$

Quanto menor for este termo, melhor será a qualidade do sinal desejado. Assim, o filtro de Wiener tende a ajustar os pesos W_a de forma a minimizar o MSE.

4.5.1- UM MODELO EQUIVALENTE PARA O FILTRO DE WIENER

Para se obter a decomposição em multiestágios se aplicará uma transformação de domínio sobre o sinal de entrada do filtro de Wiener, onde a transformada correspondente é um operador linear com a seguinte estrutura:

$$T_1 = \begin{bmatrix} h_1^T \\ B_1 \end{bmatrix} \quad (4.86)$$

onde h_1 é o vetor normalizado da correlação cruzada definida pela equação (4.78).

Assim, este vetor, que tem módulo unitário na direção de $r_{X_o d_o}$, é dado por:

$$h_1 = \frac{r_{X_o d_o}}{\sqrt{r_{X_o d_o}^T r_{X_o d_o}}} \quad (4.87)$$

e B_1 é uma matriz de dimensão $(N-2) \times (N-1)$ que representa o espaço nulo de $r_{X_o d_o}$.

Esta matriz cancela as componentes do sinal do vetor observado $X_o(n)$ correlacionadas com $d_o(n)$. Assim, B_1 é ortogonal a h_1 , ou seja:

$$B_1 h_1 = 0 \quad (4.88)$$

Vamos agora transformar o vetor de dados observados $X_o(n)$ através do operador T_1 , resultando na equação:

$$z_1(n) = T_1 X_o(n) = \begin{bmatrix} h_1^T X_o(n) \\ B_1 X_o(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1(n) \\ X_1(n) \end{bmatrix} \quad (4.89)$$

Esta transformação está representada na Figura 4.26, sendo os coeficientes de Wiener no domínio da transformada determinados pela expressão:

$$W_{z_1} = R_{z_1}^{-1} r_{z_1 d_o} \quad (4.90)$$

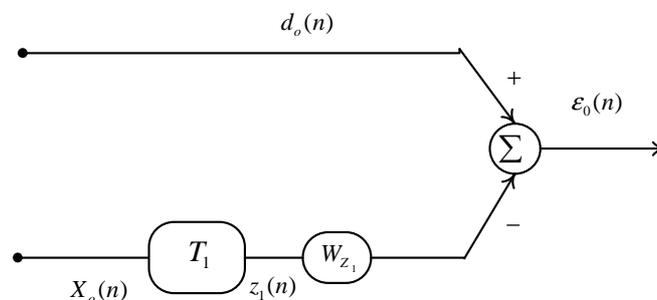


Figura 4.26 - Filtro de Wiener no domínio da transformada.

onde a matriz de covariância $R_{z_1}^{-1}$ e o vetor de correlação cruzada $r_{z_1 d_o}$ são expressos por:

$$R_{z_1} = \begin{bmatrix} \sigma_{d_1}^2 & r_{x_1 d_1}^H \\ r_{x_1 d_1}^H & R_{x_1} \end{bmatrix} \quad (4.91)$$

$$R_{z_1}^{-1} = \xi_1^{-1} \begin{bmatrix} 1 & -r_{x_1 d_1}^H R_{x_1}^{-1} \\ -R_{x_1}^{-1} r_{x_1 d_1} & R_{x_1}^{-1} (\xi_1 I + r_{x_1 d_1} r_{x_1 d_1}^H R_{x_1}^{-1}) \end{bmatrix} \quad (4.92)$$

$$r_{z_1 d_o}^{-1} = E[z_1(k) d_o^*(k)] = T_1 r_{x_o d_o} = [\delta_1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]^T \quad (4.93)$$

Na equação acima, o escalar δ_1 foi obtido pela substituição da equação (4.89) em (4.93), ou seja:

$$r_{z_1 d_o} = E \begin{bmatrix} h_1^T x_o d_o \\ B_1 x_o d_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1^T E[x_o d_o] \\ B_1 E[x_o d_o] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1^T r_{x_o d_o} \\ B_1 r_{x_o d_o} \end{bmatrix} \quad (4.94)$$

e utilizando a equação (4.88), resultando em :

$$r_{z_1 d_o} = \begin{bmatrix} h_1^T r_{x_o d_o} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.95)$$

Comparando a equação (4.95) com a (4.93), e utilizando a equação (4.87), chega-se em:

$$\delta_1 = h_1^T r_{x_o d_o} = \sqrt{r_{X_o d_o}^T r_{X_o d_o}} \quad (4.96)$$

A variância de $d_1(n)$ na equação (4.91) é calculada por:

$$\sigma_{d_1}^2 = E[d_1(n)d_1(n)^*] = h_1^T R_{X_o} h_1 \quad (4.97)$$

A matriz de covariância R_{X_1} é determinada por :

$$R_{X_1} = E[X_1(n)X_1(n)^H] = E[B_1 X_o(n)X_o(n)^H B_1^T]$$

$$R_{X_1} = B_1 R_{X_o} B_1^H \quad (4.98)$$

O vetor de correlação cruzada $r_{X_1 d_1}$ é obtida por:

$$r_{X_1 d_1} = E[X_1(n)d_1(n)^*] = B_1 R_{X_o} h_1 \quad (4.99)$$

Comparando a estrutura da matriz de correlação R_{z_1} na equação (4.91), com a matriz R_{Z_o} na equação (4.80), juntamente com as Figuras 4.25 e 4.26, é sugerido um novo vetor de pesos com (N-2) coeficientes, definido por:

$$W_2 = R_{X_1}^{-1} r_{X_1 d_1} \quad (4.100)$$

que é o filtro de Wiener estimado através do escalar $d_1(n)$ e do vetor $X_1(n)$.

Então, o erro definido para o novo filtro W_2 , de maneira similar à forma representada na Figura 4.25, pode ser determinado por :

$$\varepsilon_1(n) = d_1(n) - W_2^H X_1(n) \quad (4.101)$$

A variância do erro $\varepsilon_1(n)$ é dado por:

$$\begin{aligned}\xi_1 &= E\left[|\varepsilon_1(n)|^2\right] = E\left[d_1(n)^2\right] - 2W_2^H E\left[X_1(n)d_1(n)\right] + W_2^H E\left[X_1(n)X_1(n)\right]W_2 \\ \xi_1 &= \sigma_{d_1}^2 - 2W_2^H r_{X_1d_1} + W_2^H R_{X_1}W_2\end{aligned}\tag{4.102}$$

Substituindo-se a equação (4.100) em (4.102), acha-se :

$$\xi_1 = \sigma_{d_1}^2 - r_{X_1d_1}^H R_{X_1}^{-1} r_{X_1d_1}\tag{4.103}$$

Substituindo-se agora a equação (4.100) em (4.103) obtém-se a expressão final para a variância do erro $\varepsilon_1(n)$:

$$\xi_1 = \sigma_{d_1}^2 - W_2^H r_{X_1d_1}\tag{4.104}$$

Uma vez que a transformada não altera o valor do MSE resultante ξ_0 , este pode ser encontrado através do diagrama da Figura 4.27 pela filtragem do erro $\varepsilon_1(n)$ através de W_1 .

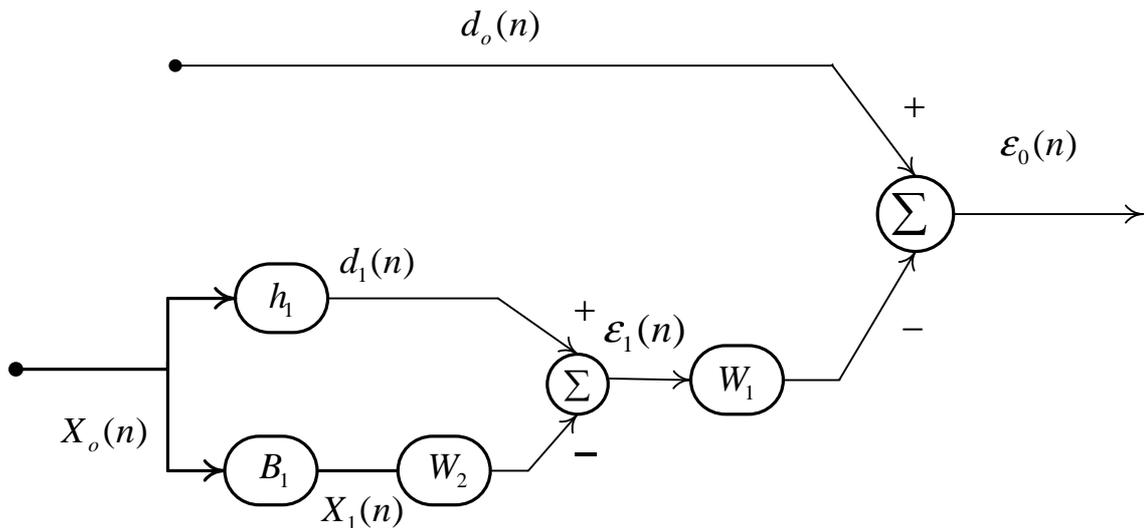


Figura 4.27 – Primeiro estágio da decomposição do filtro de Wiener.

O coeficiente do próximo estágio W_1 é determinado de forma análoga à equação (4.100), ou seja:

$$W_1 = R_{\varepsilon_1}^{-1} r_{\varepsilon_1 d_o} \quad (4.105)$$

Então, precisamos da inversa da matriz de correlação $R_{\varepsilon_1}^{-1}$ do erro $\varepsilon_1(n)$ e também do vetor de correlação cruzada $r_{\varepsilon_1 d_o}$ entre o erro e o sinal desejado $d_o(n)$.

A matriz de correlação $R_{\varepsilon_1(n)}$ agora é um escalar já calculado, pois:

$$R_{\varepsilon_1(n)} = E[\varepsilon_1(n)^2] = \xi_1 \quad (4.106)$$

que é a variância do erro.

O vetor de correlação é calculado por:

$$\begin{aligned} r_{\varepsilon_1 d_o} &= E[\varepsilon_1(n) d_o(n)^*] = E[d_1(n) d_o(n) - W_2^H X_1(n) d_o(n)] \\ r_{\varepsilon_1 d_o} &= E[d_1(n) d_o(n)] - W_2^H E[X_1(n) d_o(n)] \\ r_{\varepsilon_1 d_o} &= E[h_1^T X_o(n) d_o(n)] - W_2^H E[B_1 X_o(n) d_o(n)] \end{aligned} \quad (4.107)$$

Substituindo-se a equação (4.77) em (4.107), obtém-se

$$r_{\varepsilon_1 d_o} = h_1^H r_{X_o d_o} - W_2^H B_1 r_{X_o d_o} \quad (4.108)$$

A equação (4.108) é simplificada devido à condição imposta pela equação (4.88). Assim:

$$r_{\varepsilon_1 d_o} = h_1^H r_{X_o d_o} = \delta_1 \quad (4.109)$$

que é a mesma equação (4.96). Logo, o coeficiente da equação (4.105) pode ser reescrito pela utilização das equações (4.106) e (4.109), como:

$$W_1 = \xi_1^{-1} \delta_1 \quad (4.110)$$

Fica evidente pelas equações (4.90) a (4.94) que os diagramas das Figuras 4.26 e 4.27 são idênticos, pois:

$$W_{Z_1} = R_{z_1}^{-1} r_{Z_1 d_o} = \xi_1^{-1} \begin{bmatrix} 1 & -r_{X_1 d_1}^H R_{X_1}^{-1} \\ -R_{X_1}^{-1} r_{X_1 d_1} & R_{X_1}^{-1} (\xi_1 r_{X_1 d_1} - r_{X_1 d_1} r_{X_1 d_1}^H R_{X_1}^{-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.111)$$

$$W_{Z_1} = \xi_1^{-1} \delta_1 \begin{bmatrix} 1 \\ -R_{X_1}^{-1} r_{X_1 d_1} \end{bmatrix} \quad (4.112)$$

Substituindo-se as equações (4.100) e (4.111) em (4.112) chegamos a:

$$W_{Z_1} = W_1 \begin{bmatrix} 1 \\ -W_2 \end{bmatrix} \quad (4.113)$$

Outra forma de demonstrar esta igualdade é determinando a expressão para o sinal de saída do ramo inferior, definido como $\hat{d}_o(n)$ na Figura 4.25. Começando pela Figura 4.26, onde se obtém a seguinte expressão para o sinal $\hat{d}_o(n)$:

$$\hat{d}_o(n) = W_{Z_1}^H z_1(n) \quad (4.114)$$

a expressão para $\hat{d}_o(n)$ através do diagrama da Figura 4.27 é:

$$\hat{d}_o(n) = W_1^H (d_1(n) - W_2^H X_1(n)) \quad (4.115)$$

Reescrevendo a equação (4.115) num produto de vetores, obtemos:

$$\hat{d}_o(n) = W_1^H \begin{bmatrix} 1 & -W_2^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1(n) \\ X_1(n) \end{bmatrix} \quad (4.116)$$

Substituindo a equação (4.89) em (4.116), chega-se à seguinte em:

$$\hat{d}_o(n) = W_1^H \begin{bmatrix} 1 & -W_2^H \end{bmatrix} z_1(n) \quad (4.117)$$

Agora comparando-se as equações (4.114) e (4.117), chega-se à seguinte igualdade:

$$W_{z_1}^H = W_1^H \begin{bmatrix} 1 & -W_2^H \end{bmatrix} \quad (4.118)$$

e ao aplicar o conjugado transposto, chega-se novamente à expressão (4.113), como queria-se demonstrar.

Voltando à equação (4.104), percebe-se que o escalar ξ_1 é o MSE para o filtro de Wiener W_2 com um novo sinal de resíduos $d_1(n)$ e um novo sinal de ruídos $X_1(n)$. No primeiro estágio desta decomposição particionou-se o vetor dos coeficientes do filtro de Wiener de dimensão de $(N - 1)$ em um vetor de dimensão $(N-2)$. A estrutura do filtro neste estágio é apresentada na Figura 4.28, que utiliza W_2 para estimar o valor $d_1(n)$ através de $X_1(n)$. Este método também pode ser interpretado como um filtro de Wiener com restrição, o qual minimiza o erro $\varepsilon_1(n)$ sujeito à restrição imposta pelo sinal de resíduo $d_1(n)$, cujo ganho e fase são determinados pelo filtro h_1 .

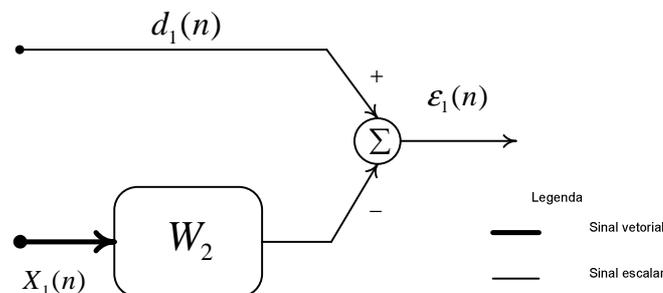


Figura 4.28 – Primeiro estágio de recursão.

A Figura 4.28 apresenta o primeiro estágio da decomposição do filtro de Wiener, que tem representação idêntica à forma original apresentada na Figura 4.25, exceto por ter uma dimensão a menos. Assim, uma recursão do filtro escalar de Wiener pôde ser obtida pela sucessão de reduções promovidas pelas matrizes *block* B_i até que a ordem do novo filtro de Wiener e do sinal resultante seja igual a um. O erro resultante em cada estágio serve como um escalar na entrada do filtro de Wiener do próximo estágio.

A Figura 4.29 mostra o exemplo de decomposição do filtro de Wiener para um *array* com cinco sensores.

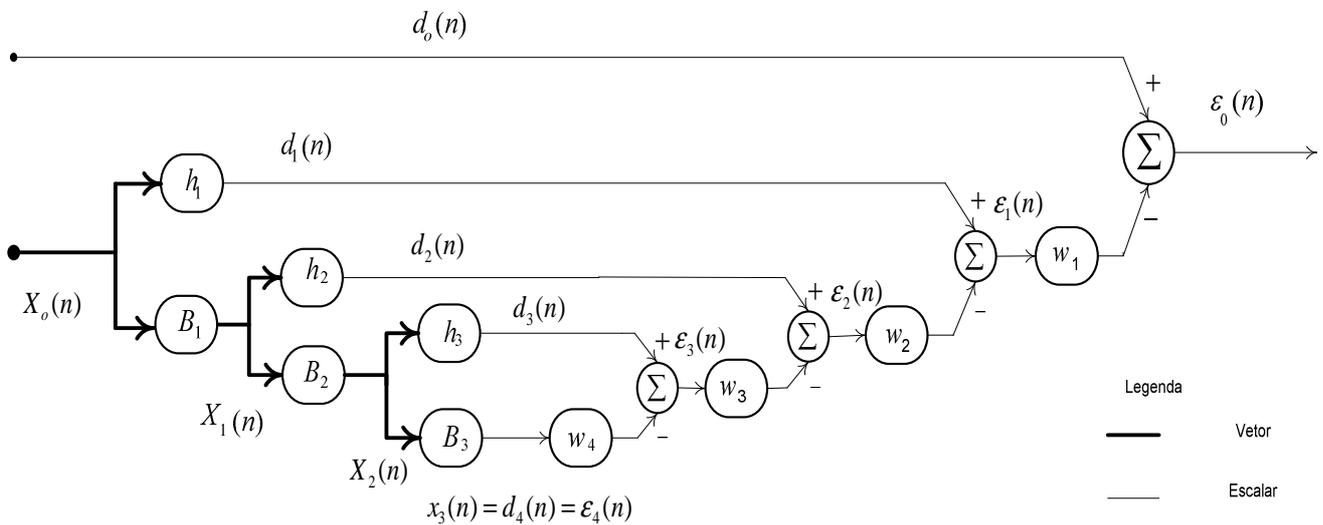


Figura 4.29 - Uma corrente com quatro filtros de Wiener escalares.

Através da Figura 4.29 é possível perceber duas partes distintas. A primeira na entrada do sinal de ruído, por onde passam os sinais vetoriais de ruídos $X_i(n)$, e aplicadas sucessivas projeções ortogonais à direção do sinal desejado $d_i(n)$. A este caminho é dado o nome de filtro de análise ou caminho *forward*. A segunda corresponde ao caminho por onde passam sinais escalares do sinal desejado $d_0(n)$ e seus resíduos $d_i(n)$, e dos erros de saída dos múltiplos estágios de Wiener $\epsilon_i(n)$. A este caminho é dado o nome de filtro de síntese ou caminho *backward*. A Figura 4.30 apresenta um reposicionamento dos blocos da Figura 4.29 a fim de evidenciar os filtros

de análise e de síntese e dos caminhos *forward* e *backward*. Ainda nesta figura foi colocado um bloco extra no início do processo representando o GSC, de forma a obter os sinais $d_o(n)$ e $X_o(n)$ com os quais se iniciam as decomposições.

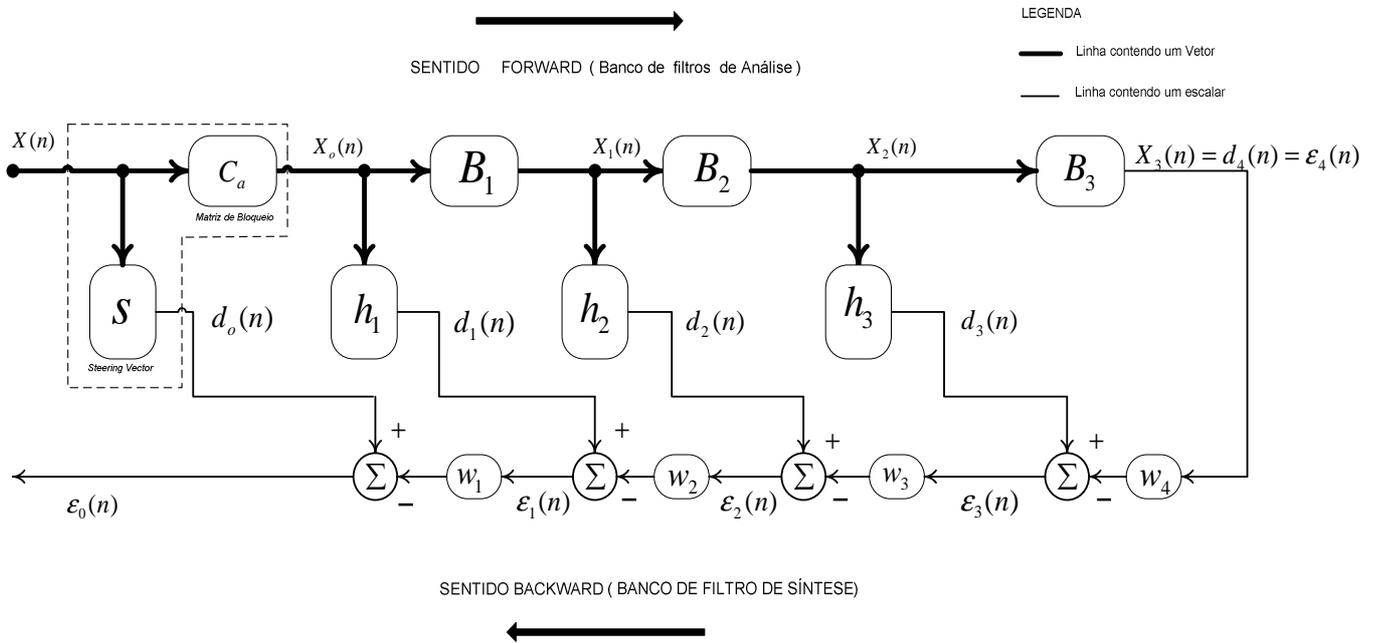


Figura 4.30 - Os caminhos *forward* e *backward* com os quatro filtros de Wiener .

Uma observação importante a ser feita é que em nenhum momento no método proposto é requerido o cálculo da matriz de covariância e de sua inversa; as únicas estimativas requeridas são de vetores de correlação cruzada e de variâncias, os quais são calculados diretamente através dos dados. Esta observação será melhor compreendida com a seqüência recursiva apresentada a seguir, que gera o filtro de Wiener multiestágio, onde são mostrados claramente os caminhos *forward* e *backward*.

CAMINHO FORWARD

De posse dos sinais $d_o(n)$ e $X_o(n)$, inicia-se a decomposição do sinal $X_o(n)$, por sucessivas projeções ortogonais à direção de $d_o(n)$, até que a dimensão M do sinal $X_o(n)$ seja reduzida a um.

Para $i = 1, \dots, M - 1$

- 1) Calcular o vetor de correlação cruzada entre $d_{i-1}(n)$ e $X_{i-1}(n)$ e normalizá-lo, obtendo-se h_i :

$$h_i = \frac{r_{x_{i-1}d_{i-1}}}{\sqrt{r_{X_{i-1}d_{i-1}}^T r_{X_{i-1}d_{i-1}}}} \quad (4.119)$$

- 2) Calcular a matriz “Block” através do espaço nulo de h_i :

$$B_i = \text{null}(h_i) \quad (4.120)$$

- 3) Determinar o sinal de resíduo e o vetor de interferências:

$$d_i(n) = h_i^T X_{i-1}(n) \quad (4.121)$$

$$X_i(n) = B_i X_{i-1}(n) \quad (4.122)$$

- 4) Armazenar as normas das correlações cruzadas:

$$\delta_i = \sqrt{r_{X_{i-1}d_{i-1}}^T r_{X_{i-1}d_{i-1}}} \quad (4.123)$$

fim $i = M - 1$

- 5) Fazer o erro de ordem M igual ao último elemento:

$$\varepsilon_M(n) = x_{M-1}(n) = d_M(n) \quad (4.124)$$

Aqui termina o processo *forward*.

CAMINHO BACKWARD

Esta etapa se inicia com o cálculo do erro e do coeficiente do filtro no último estágio.

1) Determinar o erro no último estágio pela equação (4.124)

2) Calcular a norma da correlação cruzada para o último termo:

$$\delta_M = r_{\varepsilon_M d_{M-1}} = r_{X_{M-1} d_{M-1}} \quad (4.125)$$

3) Calcular o MSE do último estágio:

$$\xi_M = \sigma_{d_M}^2 = E\left[|d_M(n)|^2\right] \quad (4.126)$$

4) Calcular o último coeficiente do filtro:

$$w_M = \xi_M^{-1} \delta_M \quad (4.127)$$

Para $i = M - 1, \dots, 1$

5) Calcular o erro na saída do i-ésimo estágio:

$$\varepsilon_i(n) = d_i(n) - w_{i+1}^* \varepsilon_{i+1} \quad (4.128)$$

6) Calcular o MSE do i-ésimo estágio:

$$\xi_i = \sigma_{d_i}^2 - w_{i+1}^* \delta_{i+1} \quad (4.129)$$

7) Calcular o coeficiente do filtro no i-ésimo estágio:

$$w_i = \xi_i^{-1} \delta_i \quad (4.130)$$

fim

Aqui termina o processo recursivo do caminho *Backward*. Para um processo não estacionário estes coeficientes devem ser atualizados em intervalos definidos de aquisição dos dados a fim de não se cometer erros na filtragem por Wiener, que, como visto, depende da estatística do sinal processado.

A seguir é apresentado um exemplo para verificação da eficiência do método proposto.

4.5.2 – SIMULAÇÃO COM PROTÓTIPO

Seja o protótipo da Figura 4.14, com as duas fontes sonoras incidentes em um array com cinco elementos, com suas respectivas direções de chegadas $\theta_1 = -45^\circ$ e $\theta_2 = 25^\circ$.

A simulação consistirá em filtrar espacialmente o sinal na direção $\theta_1 = -45^\circ$, que é uma onda quadrada de amplitude unitária, utilizando o algoritmo do filtro de Wiener Multiestágios desta seção, com o esquema apresentado na Figura 4.30. Inicialmente são determinados através da técnica do GSC o sinal $d_o(n)$, através do método D&S com o *steering vector* apontado para a direção $\theta_1 = -45^\circ$, e o vetor de sinais de ruído $X_o(n)$, no espaço nulo do vetor *steering vector*. Em seguida foi empregado o algoritmo *forward* para a determinação dos vetores de correlação cruzada normalizado h_i e as matrizes *Block* correspondentes B_i . Por fim, aplicou-se o algoritmo *Backward* para determinar os coeficientes escalares do filtro de Wiener w_i , e os erros nas saídas de cada estágio até se atingir o erro de saída $\epsilon_o(n)$.

A seguir são apresentados o vetores de correlação cruzada, as matrizes *Block* e os coeficientes do filtro de Wiener para cada estágio.

- 1º Estágio – Dimensão do vetor do sinal de entrada $X_o(n)$ igual a 4.

$$h_1 = [0,4999 \quad -0,5002 \quad 0,5001 \quad -0,4999]^T$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} -0,8661 & -0,2887 & 0,2887 & 0,2885 \\ 0 & 0,5774 & 0,7886 & 0,2113 \\ 0 & -0,5772 & 0,2113 & 0,7888 \end{bmatrix}$$

$$w_4 = 0,01$$

- 2º Estágio – Dimensão do vetor do sinal de entrada $X_0(n)$ igual a 3.

$$h_2 = [0,473 \quad 0,173 \quad 0,646]^T$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} -0,8164 & 0,1494 & 0,5578 \\ 0 & -0,9659 & 0,2587 \end{bmatrix}$$

$$w_3 = 5,8420$$

- 3º Estágio – Dimensão do vetor do sinal de entrada $X_0(n)$ igual a 2.

$$h_3 = 10^{-3} [-0,1198 \quad -0,0400]^T$$

$$B_3 = [-0,3163 \quad 0,9487]$$

$$w_2 = 0,0013$$

- 4º Estágio – Dimensão do vetor do sinal de entrada $X_0(n)$ igual a 1.

$$w_1 = 0,000047437$$

Os coeficientes dos estágios do filtro de Wiener para a DoA deste exemplo são constantes, pois os sinais de entrada são periódicos. O resultado da simulação é mostrado através da Figura 4.31, onde são plotados o sinal real na direção desejada, o obtido pelo filtro multiestágio de Wiener, e a estimativa obtida pelo método D&S. Como se pode perceber, o sinal obtido via D&S é muito distorcido, enquanto que o obtido pelo método de Wiener coincide com o sinal real, demonstrando a eficácia do método.

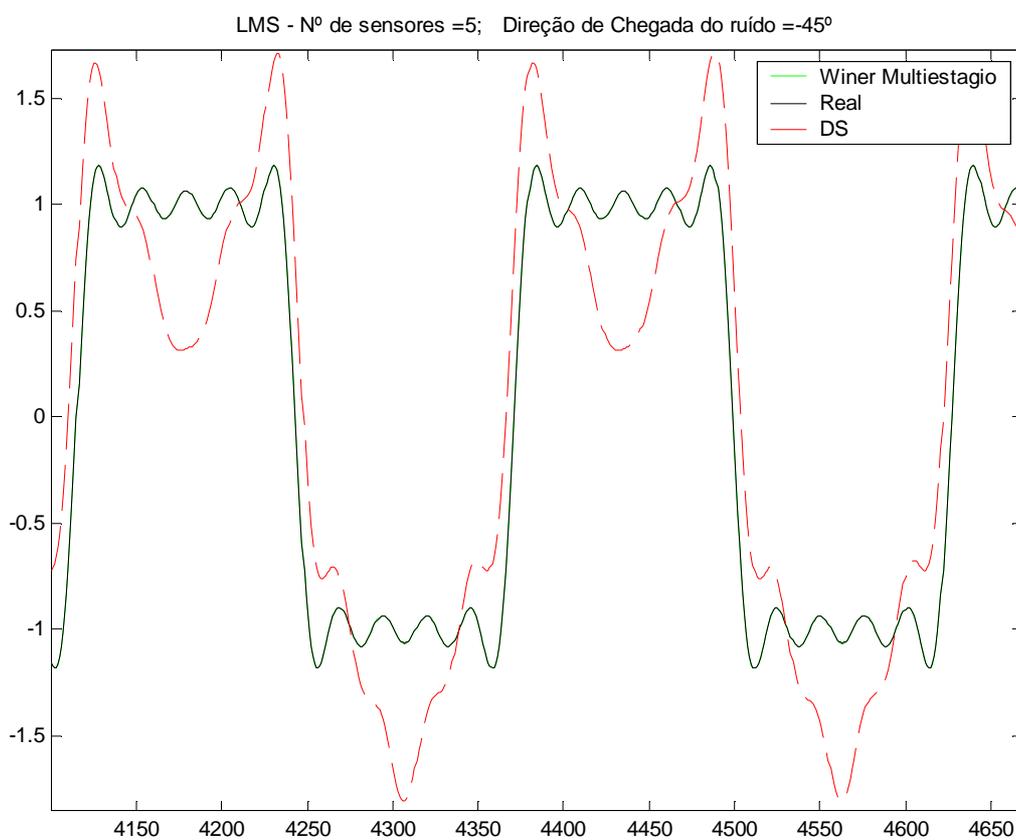


Figura 4.31 – Forma de onda dos sinais obtidos com os métodos: D&S e Wiener Multiestágio para a direção $\theta_1 = -45^\circ$.

4.6 – CANCELAMENTO ADAPTATIVO DE RUÍDOS

Esta seção é destinada a aplicações onde não se conhecem a geometria de um *array* nem os sinais brutos capturados por seus elementos sensores. No entanto, o *beamforming* nos fornece os sinais de saída calculados através do método D&S para as direções desejadas. Desta forma o *beamformer* é considerado uma ‘caixa preta’.

Deseja-se melhorar a qualidade do sinal D&S, sem o conhecimento dos dados brutos dos elementos sensores do *array*. Em [25] é apresentada uma técnica para resolver este tipo de problema. Basicamente, o que se tem a fazer é escolher um sinal em uma direção entre as fornecidas pelo *beamformer*, a qual será adotada como direção desejada, e mais quatro sinais de direções simetricamente próximas à desejada, o que garante uma boa correlação entre os sinais espaciais selecionados. A Figura 4.32 apresenta um esquema de processamento de sinais para o cancelamento de ruídos.

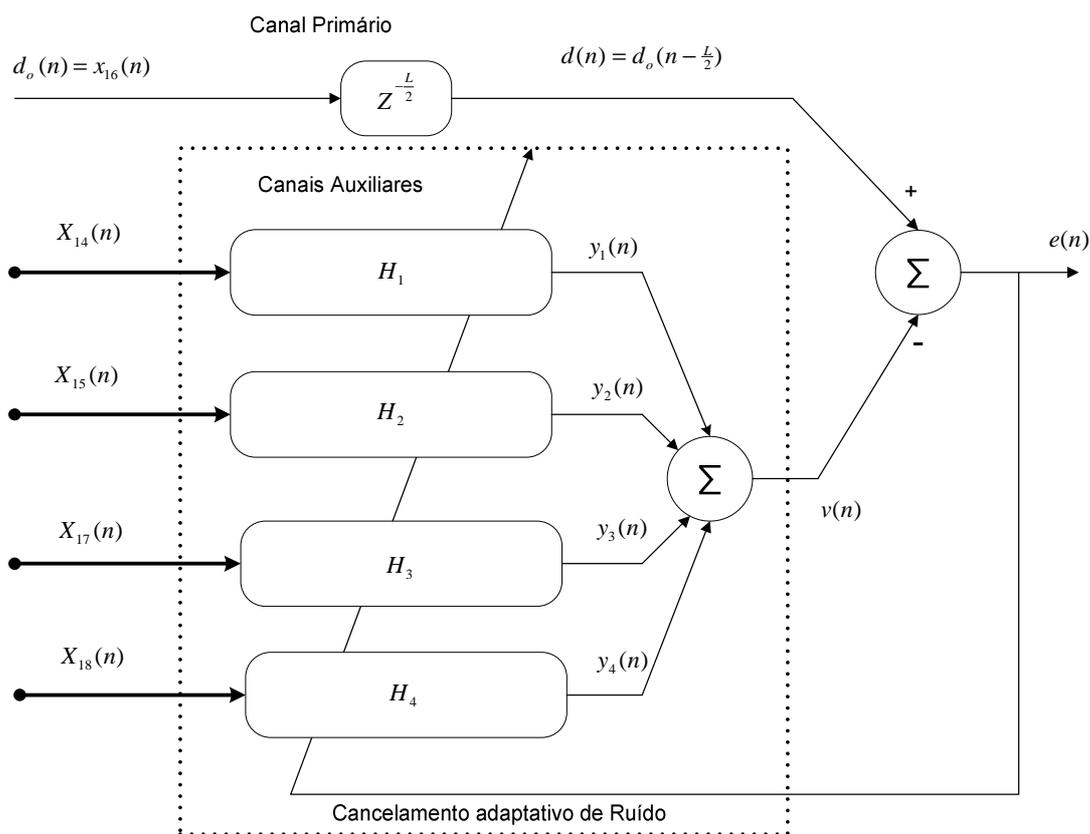


Figura 4.32 - Filtro adaptativo para cancelamento de ruído de 4 canais.

Escolhido um sinal de uma direção desejada (por exemplo, a direção cujo sinal é $x_{16}(n)$) este é aplicado ao canal primário. Mais quatro sinais ($\hat{x}_1(n) = x_{14}(n)$, $\hat{x}_2(n) = x_{15}(n)$, $\hat{x}_3(n) = x_{17}(n)$ e $\hat{x}_4(n) = x_{18}(n)$, do mesmo exemplo) serão aplicados aos canais auxiliares, onde será efetuado o cancelamento adaptativo de ruídos através de filtros FIR H_m , com $m = 1, 2, 3$ e 4 .

Cada filtro H_m possui L coeficientes, os quais serão adaptados através do algoritmo LMS. $\hat{x}_m(n)$

Os sinais $\hat{x}_m(n)$ representam sinais D&S processados pelo *beamforming* em direções distintas e vizinhas ao sinal desejado $x_{16}(n)$. Os sinais de entrada dos quatro canais auxiliares deverão ter suas L últimas amostras armazenadas em vetores para serem filtrados nos seus respectivos canais, conforme ilustrado na Figura 4.33.

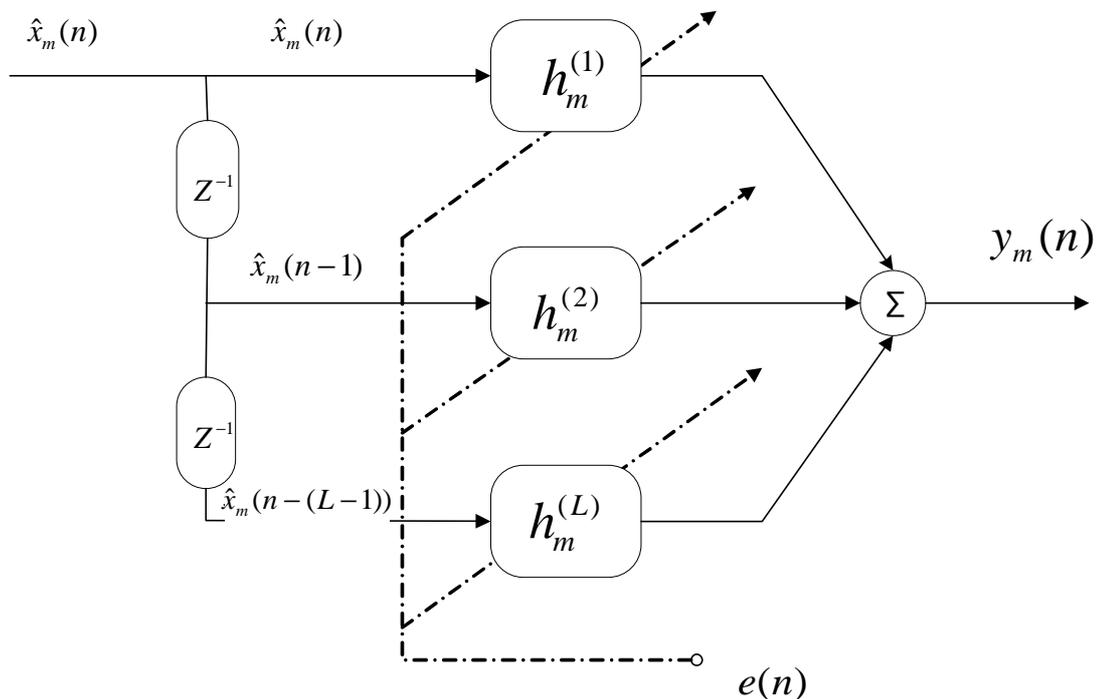


Figura 4.33 - Detalhe de um canal de filtragem adaptativa.

Os vetores contendo os coeficientes dos filtros adaptativos para cada canal estão representados na equação abaixo:

$$H_m = [h_m^{(1)} \quad h_m^{(2)} \quad \dots \quad h_m^{(L)}]^T, \text{ para } m = 1, 2, 3 \text{ e } 4. \quad (4.131)$$

Os vetores contendo L amostras dos sinais auxiliares são armazenados da seguinte maneira:

$$\hat{X}_m(n) = [\hat{x}_m(n) \quad \hat{x}_m(n-1) \quad \dots \quad \hat{x}_m(n-L+1)]^T \quad (4.132)$$

O vetor de ruído de saída de cada canal é determinado pelo produto interno entre os vetores \hat{X}_m e H_m , conforme a equação abaixo:

$$y_m(n) = H_m^T X_m(n) \quad (4.133)$$

O ruído proveniente de todos os canais auxiliares é acumulado gerando o sinal:

$$v(n) = \sum_{m=1}^4 y_m(n) \quad (4.134)$$

Finalmente, o sinal de saída é determinado pelo erro:

$$e(n) = d_0(n - \frac{L}{2}) - v(n) \quad (4.135)$$

A adaptação dos coeficientes do filtro FIR é feita utilizando-se o algoritmo LMS normalizado, com as alterações sugeridas na em [24]. Assim temos:

$$H_m(n+1) = H_m(n) + \mu \frac{e(n)}{\sum_{m=1}^4 \|\hat{X}_m(n)\|^2} \hat{X}_m(n) \quad (4.136)$$

Para restringir o crescimento inadequado dos coeficientes do filtro adaptativo, com conseqüente cancelamento do sinal desejado, é calculada a norma quadrática total para os filtros H_m nos quatro canais, a qual será em seguida comparada com um limiar K . Portanto, devemos calcular a norma conforme a equação abaixo:

$$\Omega = \sum_{m=1}^4 \|H_m(n+1)\|^2 \quad (4.137)$$

O ajuste dos coeficientes será feito através da comparação de Ω com K :

$$H_m(n+1) = \begin{cases} \sqrt{\frac{K}{\Omega}} H_m(n+1), & \text{se } \Omega > K \\ H_m(n+1), & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.138)$$

Uma dificuldade encontrada neste método é a calibração dos parâmetros μ e K . O parâmetro μ é escolhido obedecendo a condição de convergência do algoritmo LMS [29] descrita abaixo:

$$0 \leq \mu \leq \frac{1}{Tr[R_{cov}]} \quad (4.139)$$

onde $Tr[R_{cov}]$ é o traço da matriz de covariância dos sinais dos canais auxiliares e do primário.

A matriz de covariância é obtida da matriz de sinais calculada por:

$$R_{\text{cov}} = \text{COV} \left(\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \\ \hat{x}_4 \end{bmatrix} \right) \quad (4.140)$$

onde o operador $\text{COV}(\cdot)$ calcula a matriz de covariância do vetor dos sinais.

Uma vez escolhido o valor para o passo de adaptação μ , precisamos determinar o valor do limiar K para limitar o crescimento dos coeficientes do filtro adaptativo de forma que não ocorra cancelamento do sinal desejado. Bons resultados são alcançados quando a relação abaixo é atendida.

$$\frac{K}{\mu} \leq 25 \quad (4.141)$$

O comprimento do filtro adaptativo L também influencia no cancelamento de ruídos, pois quanto mais amostras dos sinais forem utilizadas, mais preciso será o cálculo das estatísticas empregadas neste método. No entanto, um número muito grande de coeficientes eleva o tempo de processamento. Normalmente são utilizados filtros FIR de ordem entre 10 e 16 para obtenção de resultados satisfatórios.

Uma forma de verificar se a calibração foi bem sucedida é plotar os gráficos da evolução de Ω e dos coeficientes do filtro adaptativo nos 4 canais. O gráfico de Ω deve estabilizar em um valor menor que K e os valores dos coeficientes do filtro FIR devem evoluir de forma suave. No Capítulo 5 serão apresentados os efeitos das variações destes parâmetros na convergência de um processamento realizado com os dados adquiridos por um *array* em arco do SONAR do submarino. Os valores dos parâmetros foram calibrados em: $K=0,05$ e $\mu =0,002$ em um filtro de ordem nove ($L =10$) utilizando-se as equações (4.139) e (4.141). A Figura 4.34 apresenta a evolução da norma dos coeficientes de H_m , através do método LMS sugerido.

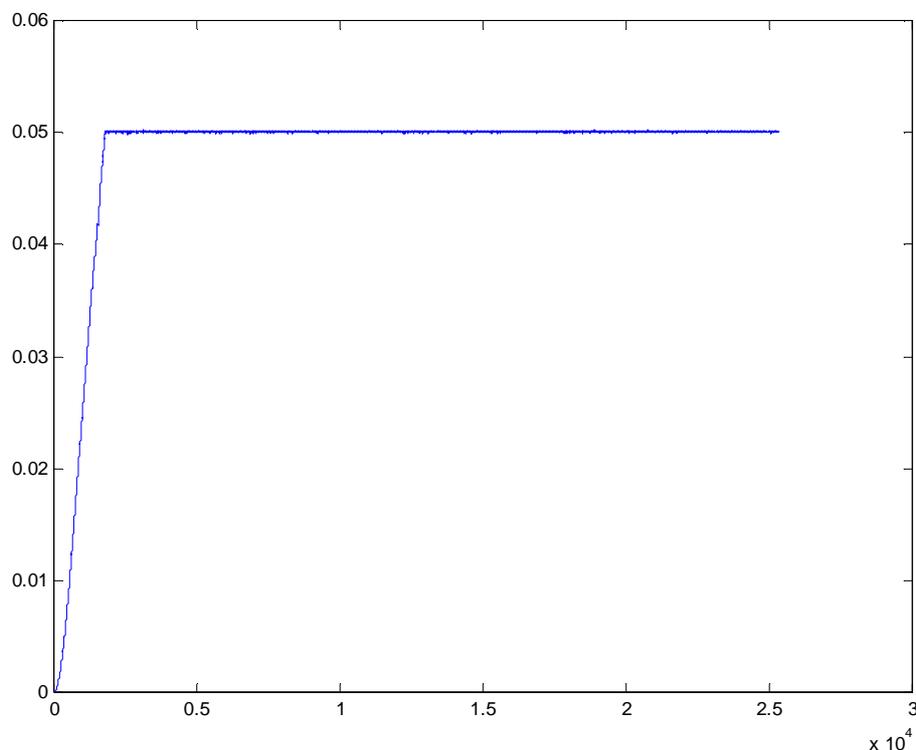


Figura 4.34 – Evolução da norma dos pesos de H_m , durante a adaptação.

Observando o gráfico da Figura 4.34 observa-se que a norma inicialmente apresenta uma taxa de crescimento ditada pelo passo de adaptação μ , e que atinge rapidamente o limiar do parâmetro K . O “ripple” em torno deste limiar é ajustado pelos parâmetros μ e pela ordem do filtro H_m .

Para observarmos o efeito da correção de adaptação nos coeficientes de H_m , escolheu-se o quinto coeficiente de cada um dos quatro canais, os quais foram armazenados durante a evolução do processo adaptativo e plotados na Figura 4.35.

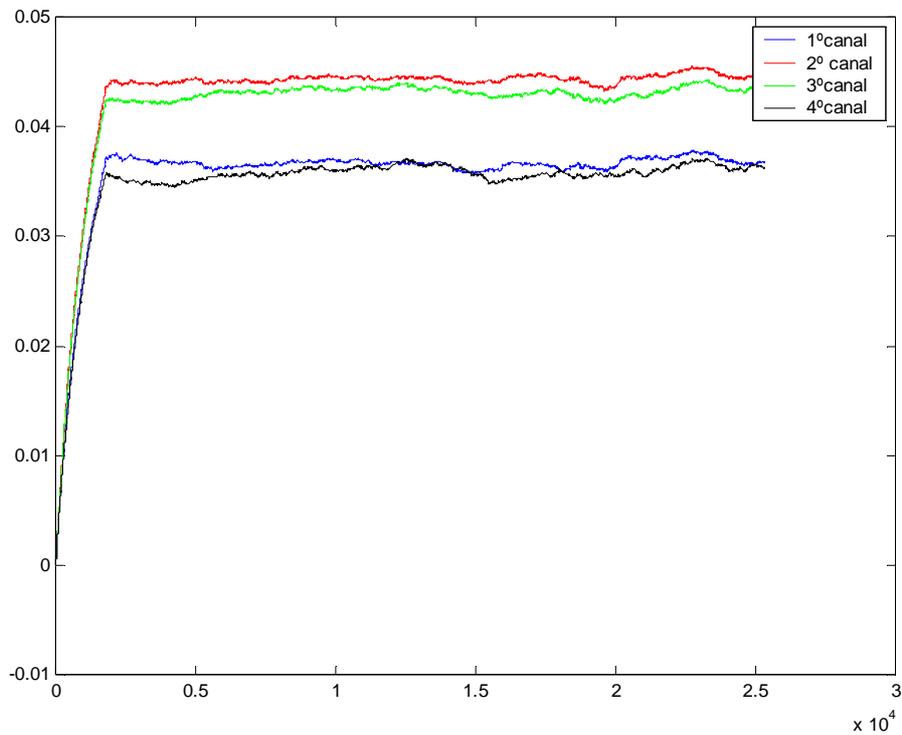


Figura 4.35 - Evolução do quinto coeficiente dos filtros adaptativos de cada canal.

Observando a Figura 4.35, percebe-se que todos os coeficientes evoluem até atingirem seus patamares de adaptação. O tempo do transitório é o mesmo da Figura 4.34 determinada pelo ajuste do parâmetro μ . Este parâmetro influencia também o *ripple* da evolução dos coeficientes. Uma outra observação pertinente é que os canais auxiliares cujos sinais são simetricamente opostos apresentaram uma evolução semelhante de seus coeficientes, o que é percebido na Figura 4.35 (ou seja, canal 1 similar ao canal 4 e o canal 2 similar ao canal 3).

CAPITULO 5 – SIMULAÇÕES

Neste capítulo serão apresentados os resultados das simulações realizadas com dois conjuntos de dados gravados na saída do amostrador do SONAR, de um submarino da classe Tupi da Marinha Brasileira, em dois cenários onde havia contatos próximos.

As frentes de ondas geradas por diferentes fontes de pressão sonoras, localizadas em marcações distintas no oceano, podem ser capturadas pelos transdutores hidrofônicos do SONAR, conforme ilustrado na Figura 5.1. Os sinais de saída dos hidrofones são processados digitalmente através de uma das técnicas do *beamforming*, apresentadas no Capítulo 4, para as direções de interesse, visando a sua reconstrução com a minimização do ruído proveniente de outras direções. A cada instante são calculadas as energias dos sinais pós-processados em 96 direções e plotado o gráfico da energia por direção de chegada do sinal no “array”. Este gráfico é conhecido como *waterfall* e permite ao operador SONAR observar como uma dada fonte sonora se desloca com o passar do tempo.

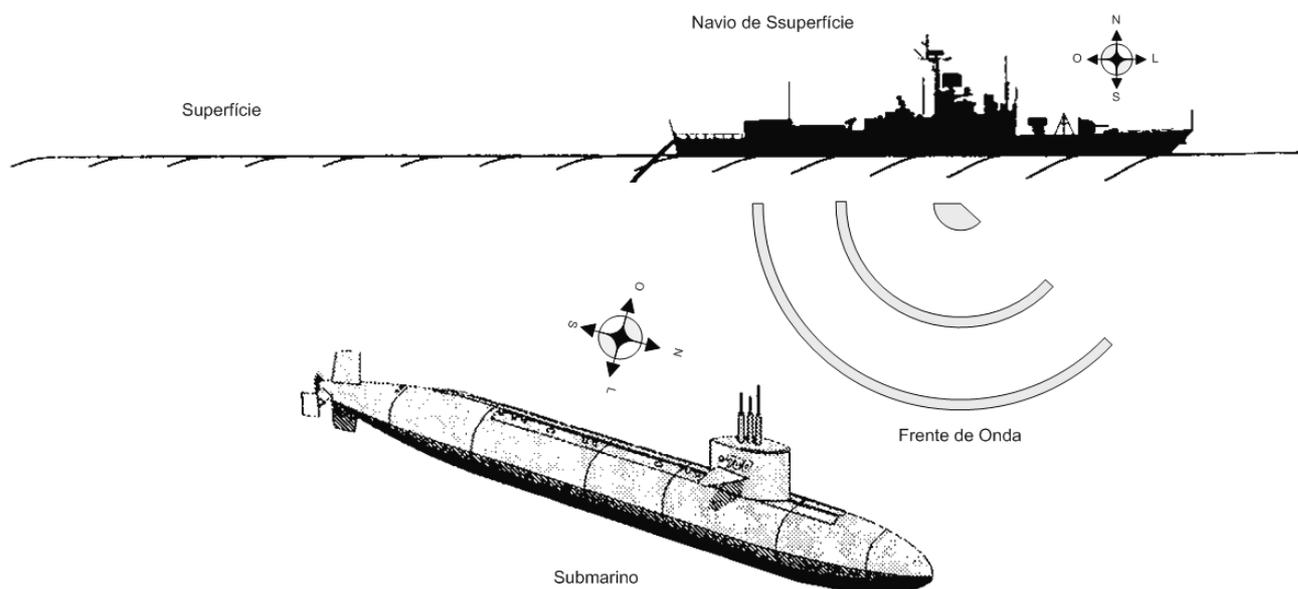


Figura 5.1 – Frente de onda sonora, gerada por um navio de guerra de superfície, atingindo o SONAR de um submarino.

Estamos interessados em acompanhar a trajetória dos contatos detectados pelo SONAR do submarino, de forma a classificá-los para a tomada de decisão de ataque.

Para cumprir este objetivo foram empregados os métodos D&S através dos filtros fracionários, com janelamentos diferentes, e comparadas suas respostas. O método de Wiener também foi aplicado nos dados dos sensores para melhorar a resolução dos contatos no gráfico da evolução temporal da energia nas direções de chegada. E por fim, a técnica de cancelamento de ruído, discutida na Seção 4.7, foi aplicada aos sinais pós-processados via D&S na tentativa de melhorar a localização dos contatos.

5.1 - AQUISIÇÃO DE DADOS

A aquisição de dados foi feita através da incidência das ondas sonoras produzidas pelos contatos nos hidrofones do SONAR que produzem nas saídas de seus transdutores sinais elétricos analógicos. Estes sinais são amostrados numa frequência de 25.600 Hz e digitalizados por um conversor analógico-digital (A/D) com a precisão de 16 bits. Em seguida, os dados podem ser gravados em um meio magnético ou processados em um *beamforming* para serem exibidos no console do operador sonar, sendo apresentado em um monitor de vídeo o gráfico instantâneo das energias das fontes sonoras produzidas em 96 direções em torno do submarino, conforme foi apresentado no Capítulo 2. Uma saída de áudio permite ao operador SONAR ouvir e classificar o tipo de contato em cada direção evidenciada no monitor de vídeo. Um esquema simplificado da aquisição e processamento de sinal é apresentado na Figura 5.2.

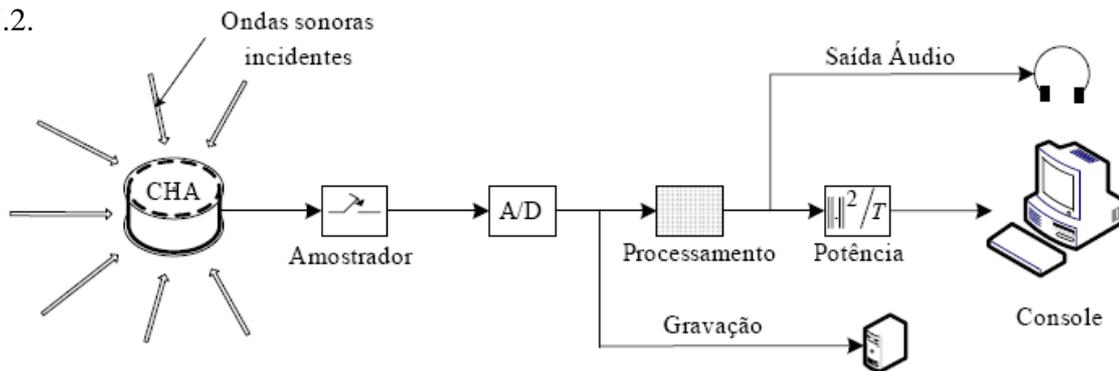


Figura 5.2 – Processamento de sinais em um SONAR, com saídas para gravação, áudio e vídeo para o operador.

5.2 – SIMULAÇÕES COM VARIAÇÃO DAS JANELAS

Nesta seção, serão realizadas simulações numa gravação de 123 segundos de um SONAR em um cenário real, aonde se encontrava um submarino classe Tupi da Marinha Brasileira. Na tentativa de melhorar a técnica D&S do *beamforming*, aplicou-se a técnica de janelamento descrita no Capítulo 2, reduzindo o efeito dos lóbulos laterais na resposta de ganho espacial do *array*. A resposta do ganho de um SONAR passivo para as frequências de 400 Hz e 12.800 Hz, para o janelamento do tipo cosseno descrito na Seção 2.3.1.1, é mostrada na Figura 5.3.

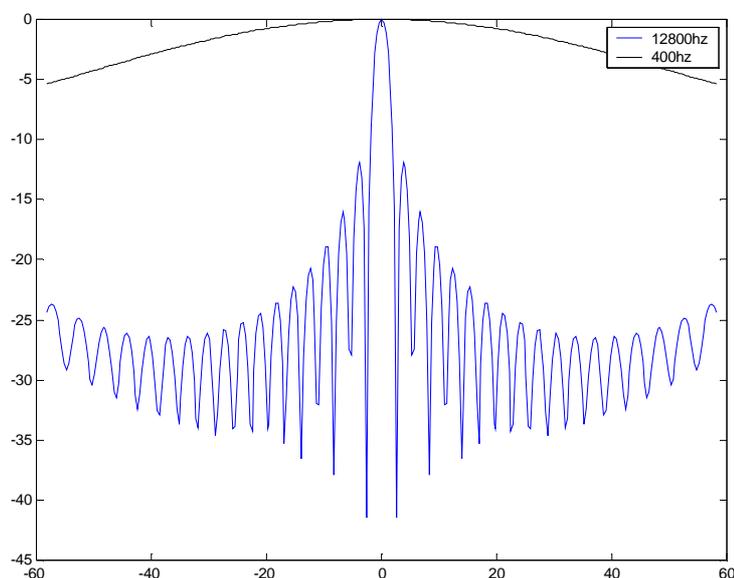
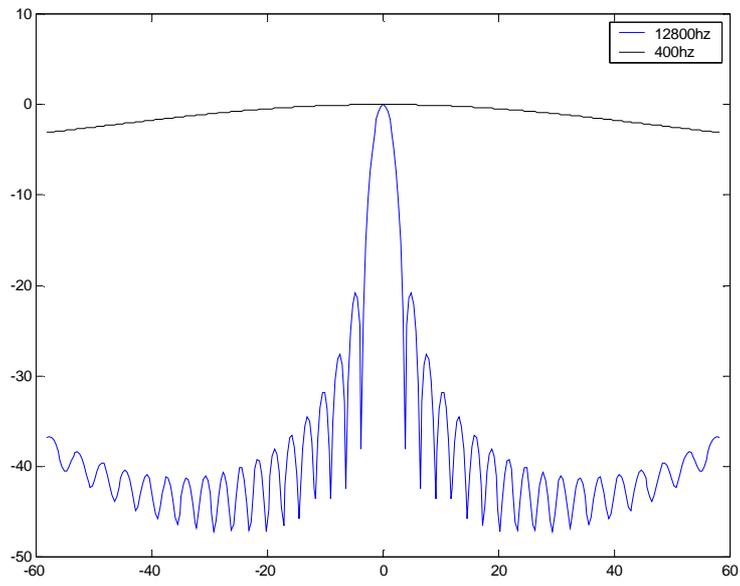


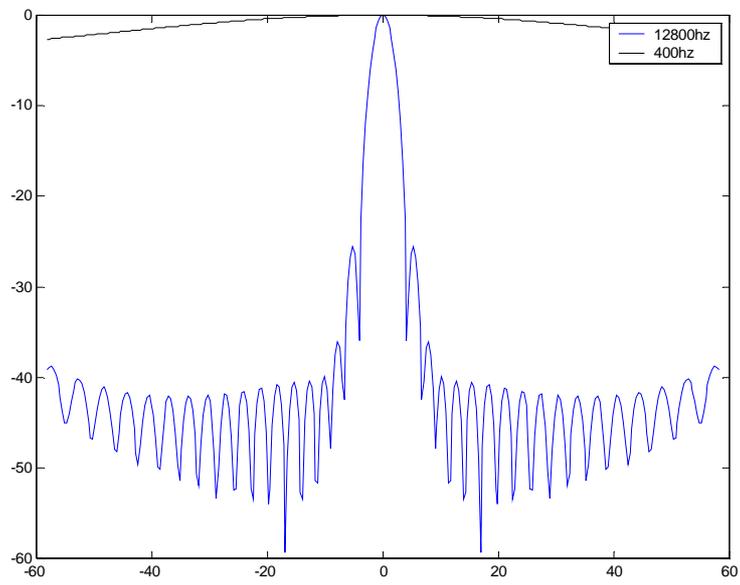
Figura 5.3 – Resposta espacial do *array* do SONAR, com um janelamento tipo Cosseno.

Para reduzir-se o ganho dos lóbulos laterais da resposta espacial do *array* da Figura 5.3, na tentativa de minimizar as interferências de outras direções, aplicou-se as janelas de Kaiser (com $\beta = 4$), Hamming e Hanning, cujas respostas estão plotadas na Figura 5.4.

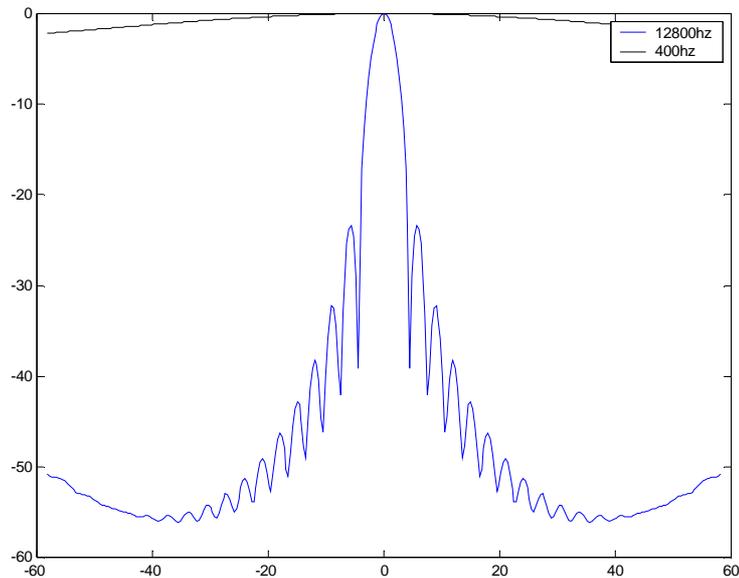
Comparando-se as Figuras 5.4 (a), (b) e (c) com a Figura 5.3 percebe-se uma redução nos lóbulos laterais de até 15db. No entanto perdeu-se um pouco da diretividade pois a largura do lóbulo principal foi aumentada de 6° para 10° nas janelas de Hamming e Hanning .



(a)



(b)



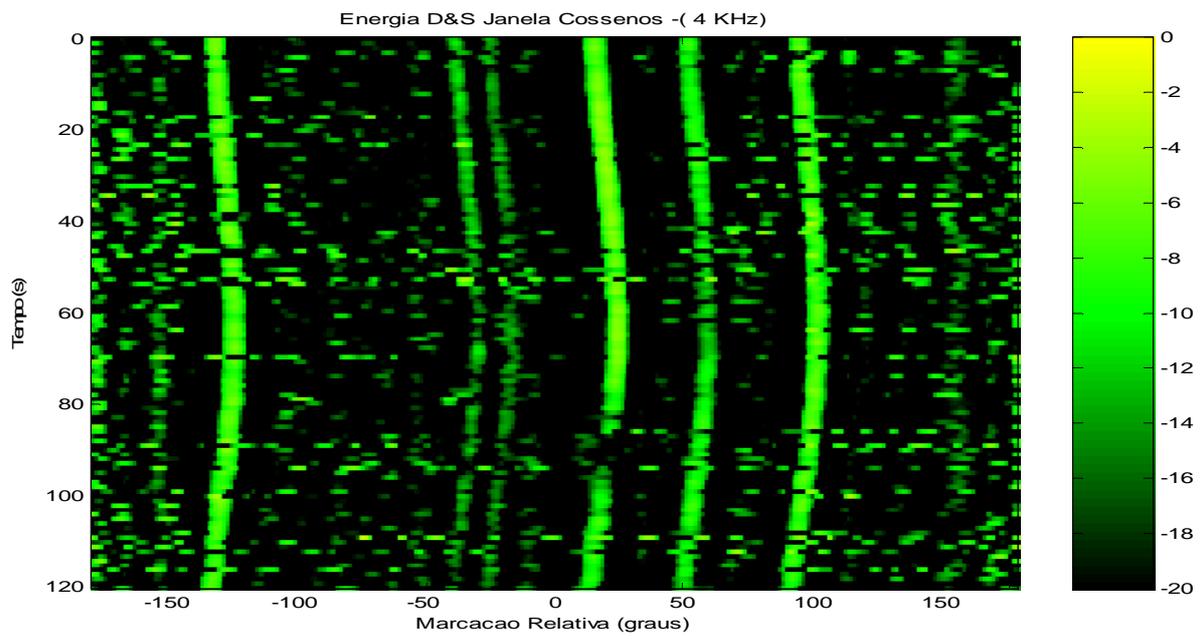
(c)

Figura 5.4 - Resposta espacial do array SONAR para o janelamento: (a) Kaiser, (b) Hamming e (c) Hanning.

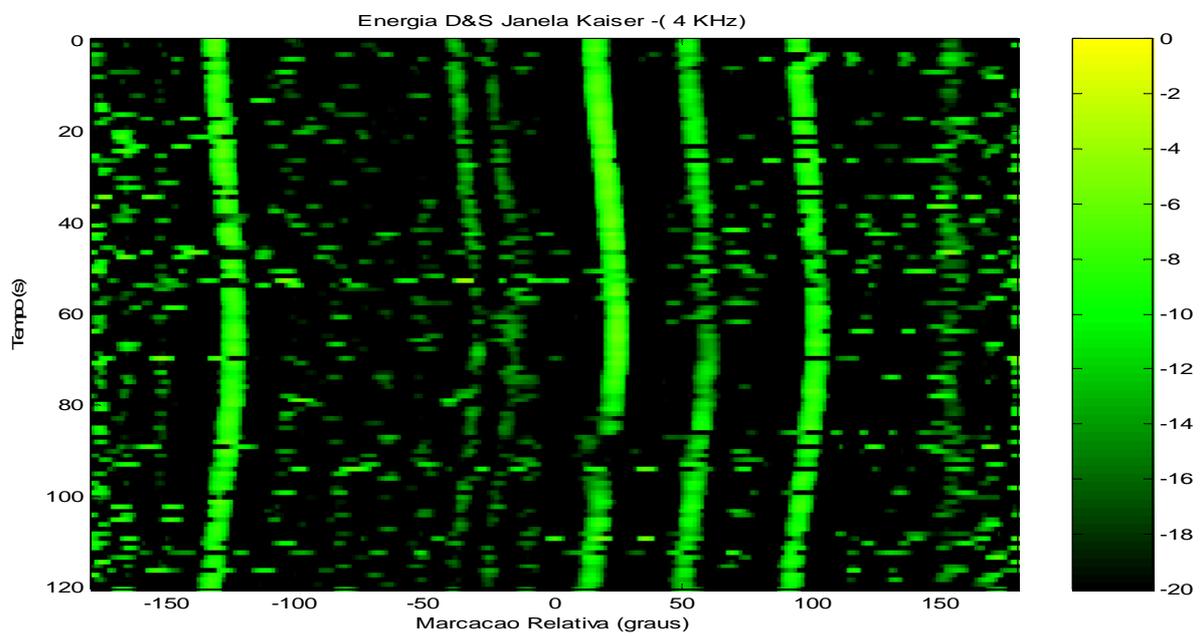
Para os janelamentos sugeridos acima, foram realizadas simulações com os dados gravados do sonar e pré-filtrados na frequência de 4.000 Hz por um filtro de oitava, seguido da aplicação da técnica do *beamforming* D&S através de filtros fracionários. Os sinais resultantes para cada janelamento estão plotados nos gráficos *waterfall* da Figura 5.5, onde é mostrada a evolução da energia dos contatos em 96 direções de chegada durante 123 segundos de gravação.

Percebe-se a redução do ruído nos mapas de energia devido ao janelamento de Kaiser, Hamming e Hanning, mostrados nas Figuras 5.5 (b), (c) e (d) respectivamente, quando comparados ao mapa de energia obtido através da janela de cossenos da Figura 5.5 (a).

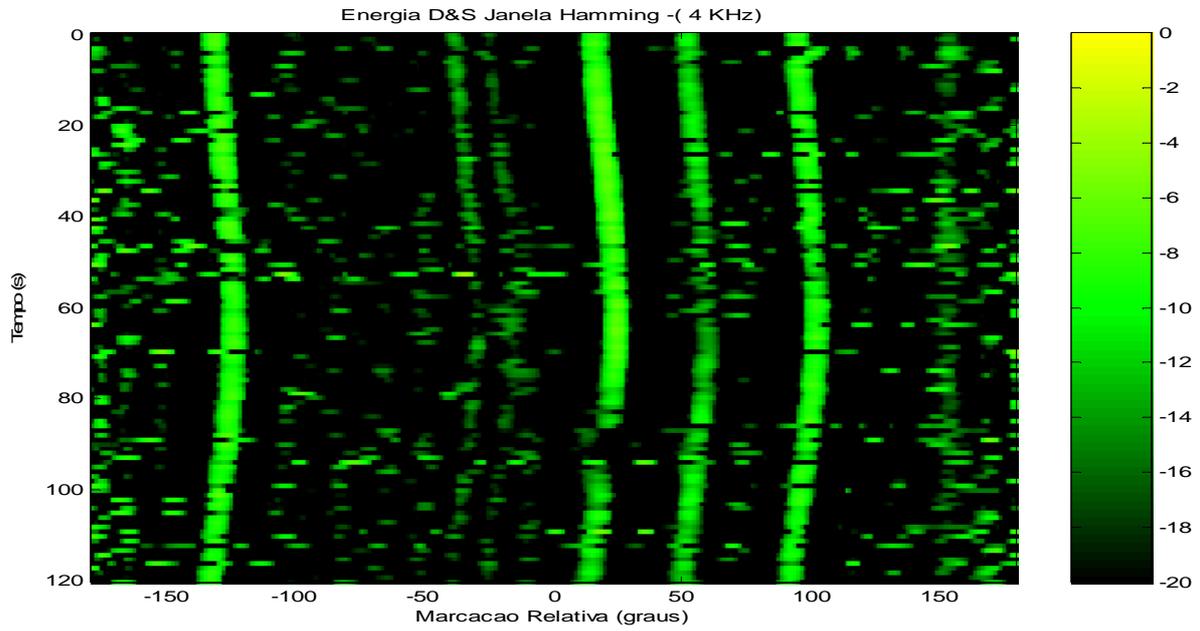
Devido ao aumento da largura do lóbulo primário, introduzida pelos tipos de janelamento, e conseqüente redução da diretividade do filtro espacial, é notada uma redução da energia dos sinais com DoAs muito próximas, conforme pode ser visto nas direções -45° e -35° dos gráficos *waterfall* da Figura 5.5.



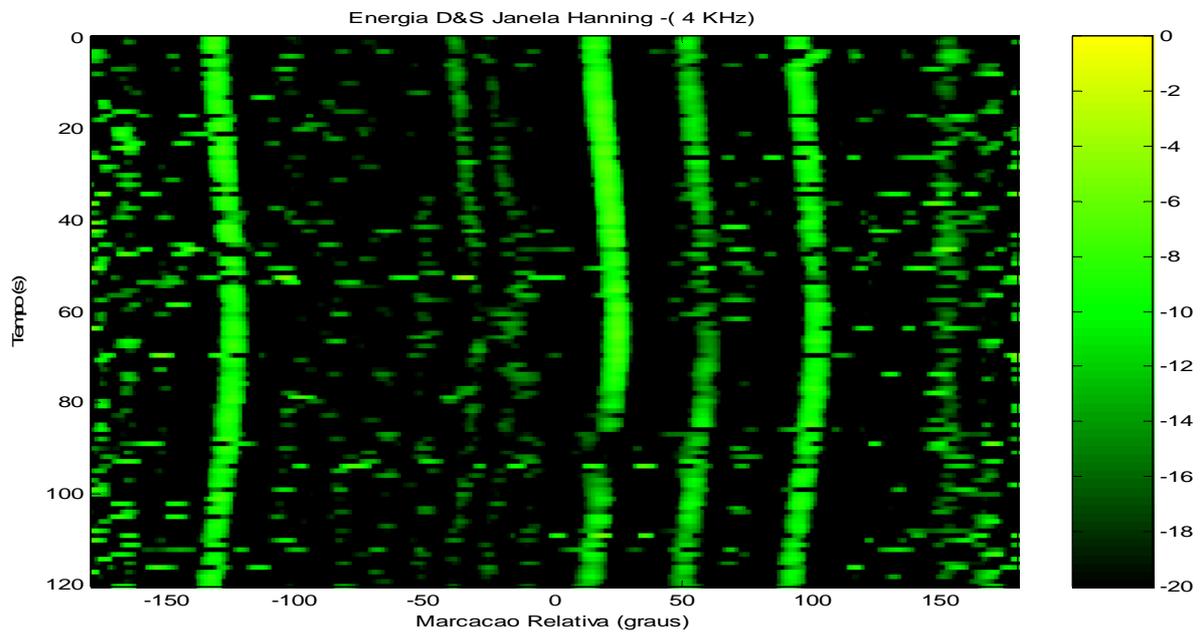
(a)



(b)



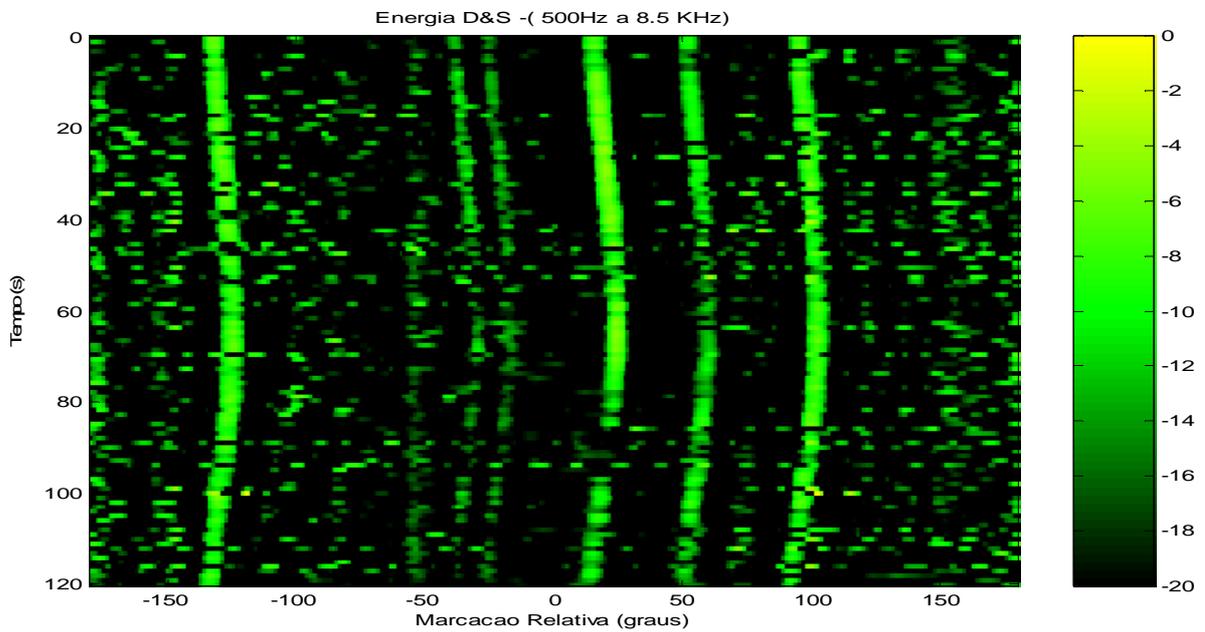
(c)



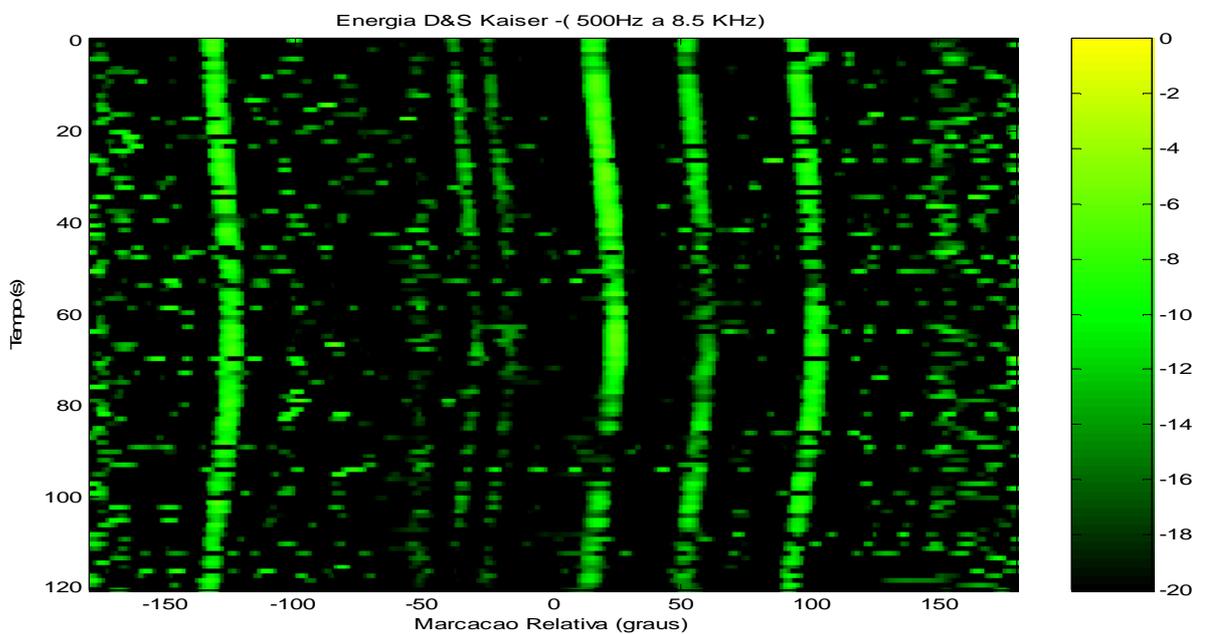
(d)

Figura 5.5 – Gráficos *waterfall* através do *Beamforming* D&S para a banda de 4kHz, para as janelas: (a)Cosseno, (b) Kaiser, (c) Hamming e (d) Hanning.

Em uma segunda simulação aplicou-se os janelamentos de Cosseno, Kaiser e Hanning ao sinal filtrado numa banda de passagem de 500 a 8.500 Hz, sendo os resultados plotados na Figura 5.6 (a) , (b) e (c).



(a)



(b)

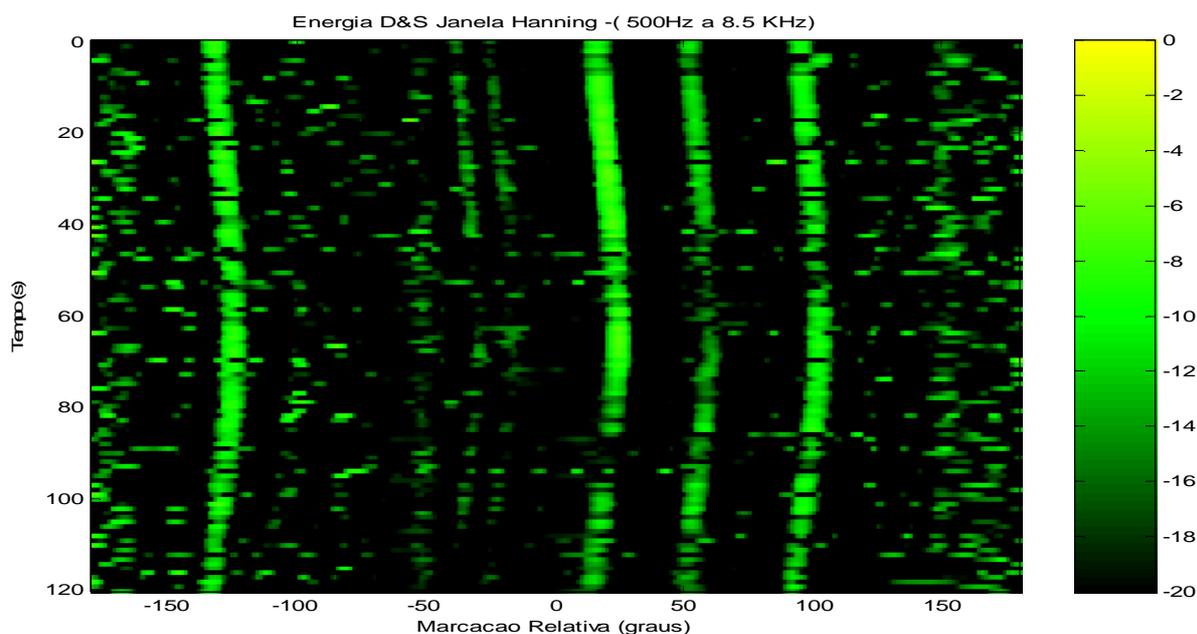


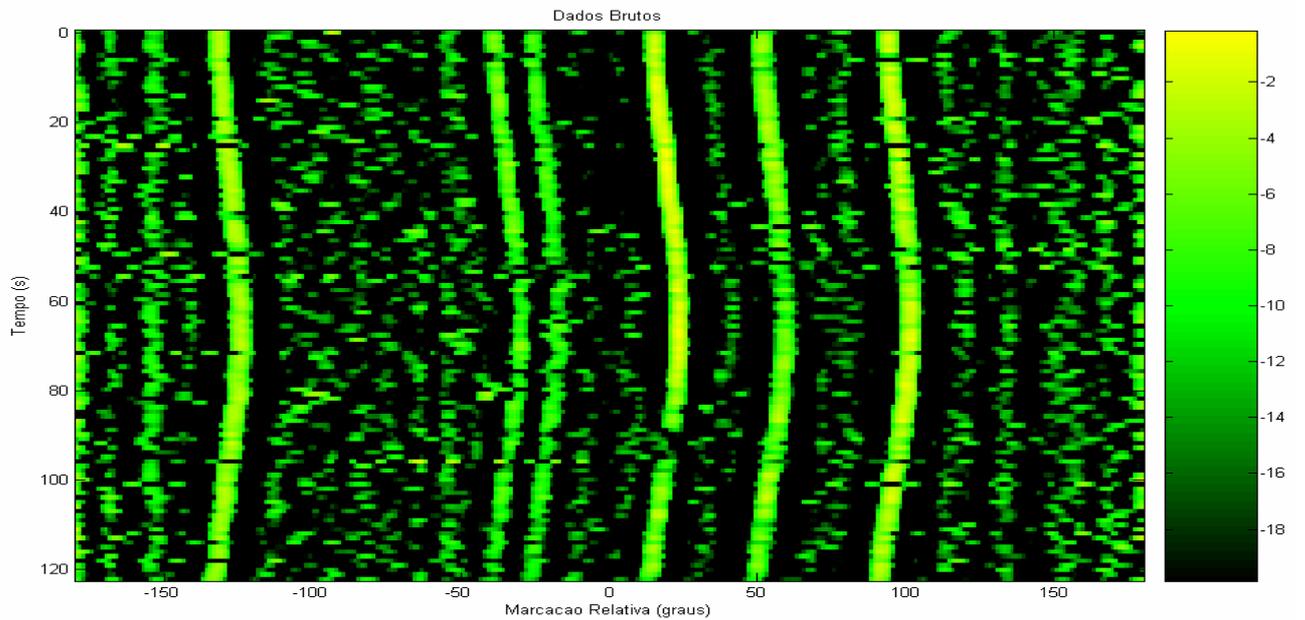
Figura 5.6 – Gráficos *waterfall* através do *beamforming* D&S para a banda de 500 a 8,5 kHz, para as janelas: (a) Cosseno, (b) Kaiser e (c) Hanning.

A maior faixa de frequências utilizada nesta simulação pouco contribuiu para a melhoria dos resultados, conforme pode ser notado na comparação entre os gráficos *waterfall* das Figuras 5.5 e 5.6. Além disto, as baixas frequências presentes no espectro do sinal produzem um efeito de redução de diretividade do *beamformer*, ocasionando uma redução da energia dos sinais espacialmente próximos.

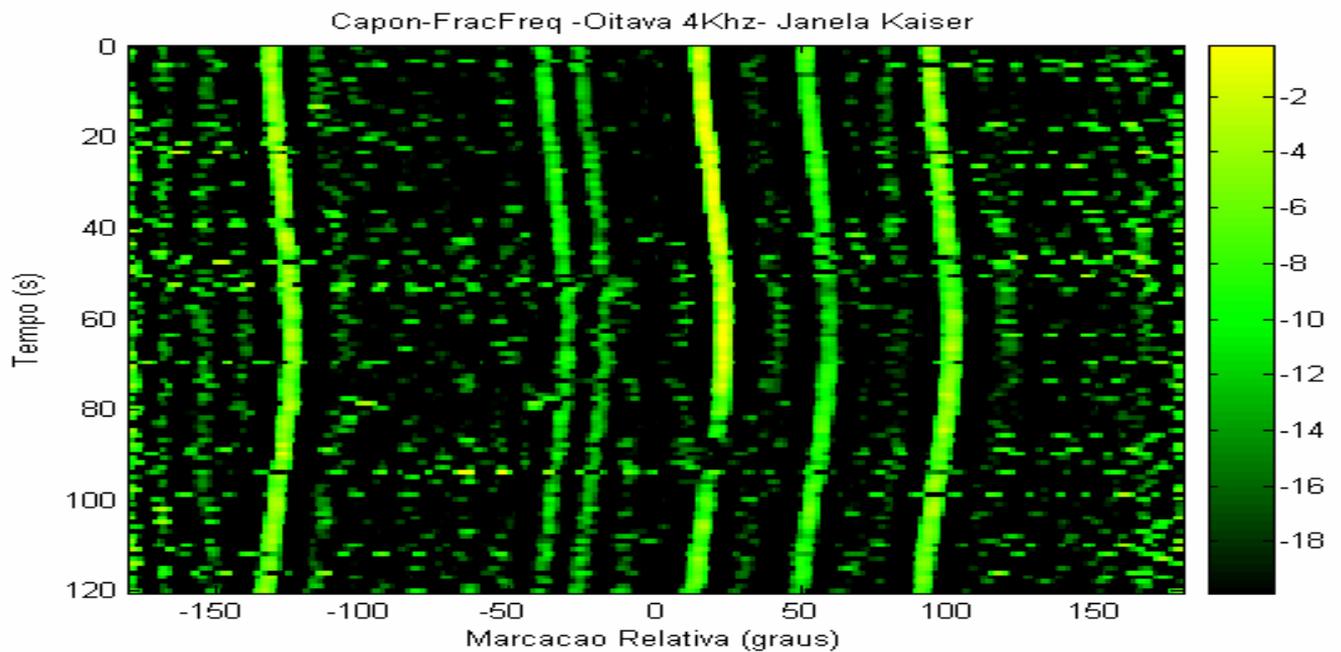
5.3 - MÉTODO DE WIENER

Nesta etapa foi aplicado o método de Wiener apresentado na Seção 4.3, visando a reduzir os ruídos presentes no sinal do *beamformer* D&S em uma DoA desejada. Ou seja, do vetor de sinais utilizados para obter o sinal D&S na direção desejada, achou-se seu espaço nulo (ou suas direções ortogonais) através das quais são geradas as componentes de ruído associadas a estas direções, que serão subtraídas do sinal D&S, resultando num sinal menos ruidoso.

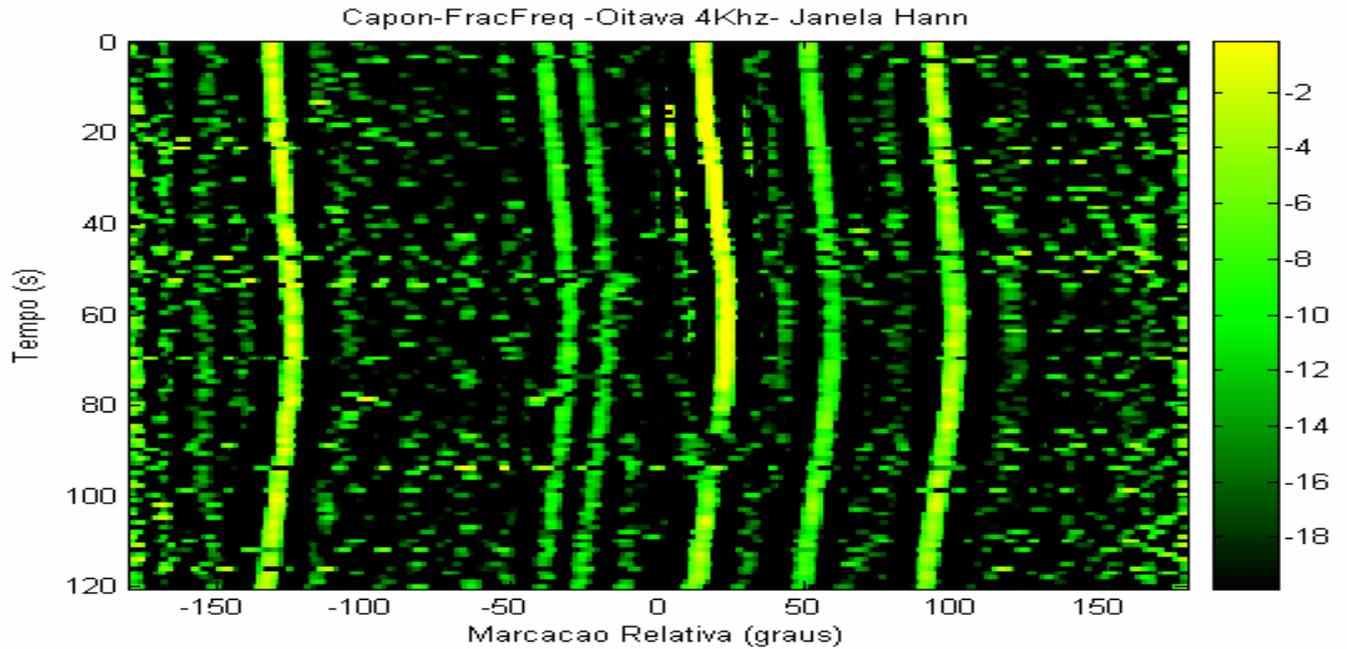
Os gráficos *waterfall* apresentados nas Figuras 5.7 (a), (b) e (c) mostram o resultado da simulação empregando o método de Wiener para o mesmo conjuntos de sinais que geraram o gráfico *waterfall* da Figura 5.5 (a).



(a)



(b)



(c)

Figura 5.7 – Gráficos *waterfall* através do Beamforming Wiener para a banda de 4 kHz, para as janelas: (a) Cosseno, (b) Kaiser e (c) Hanning.

Observando-se os gráficos “*waterfall*” da Figura 5.7, constata-se a melhoria alcançada pela técnica de Wiener sobre o D&S: primeiro, pela melhoria da diretividade dos sinais percebido pelo aumento da energia na direção dos contatos e, segundo, pela redução dos pontos fora da direção dos contatos que representam interferências mútuas.

Dentre as três janelas empregadas no método de Wiener, a de Kaiser apresentou uma melhor resolução da energia. A janela de Hanning apresentou um maior realce na energia dos contatos, porém a redução de interferências foi um pouco inferior ao alcançado pelo janelamento de Kaiser.

A seguir serão apresentadas as simulações com as gravações do SONAR em que são utilizadas apenas as saída do *beamforming* via D&S para as 96 direções.

5.4 – SIMULAÇÕES UTILIZANDO A TÉCNICA DE CANCELAMENTO DE RUÍDOS

Nesta seção, serão realizadas simulações com dois conjuntos de dados gravados pelo SONAR do submarino em cenários distintos, onde não dispomos dos dados brutos captados pelos 96 sensores, mas sim do sinal resultante da saída do formador de feixes utilizando o método “*Delay and Sum*” para cada uma das 96 direções em torno do sonar. Lembrando que a distância angular entre estas 96 direções é de $3,75^\circ$, perfazendo um total de 360° de direções cobertas pelo SONAR, conforme visto na Seção 2.31. Será aplicada a técnica de cancelamento de ruídos apresentada na Seção 4.6 a fim de melhorar a resolução do gráfico *waterfall* gerado pelo método D&S.

Inicialmente, buscou-se a calibração dos parâmetros introduzidos na Seção 4.6, que são: limiar da norma dos coeficientes do filtro adaptativo K , passo de adaptação μ e número de coeficientes do filtro. Como foi visto naquela seção, durante a adaptação, na técnica de cancelamento de ruídos, a correlação entre os sinais pode levar a um crescimento anormal dos coeficientes do filtro adaptativo com consequente cancelamento do sinal desejado. Portanto, é importante corrigir os coeficientes com auxílio de um limiar para a norma do conjunto de coeficientes adaptativos.

O passo de adaptação também influencia na suavidade da adaptação dos coeficientes do filtro e no tempo em que o sistema atinge a estabilização da norma de seus coeficientes. O valor do passo μ é determinado através do traço da matriz de covariância dos sinais envolvidos, como visto na equação (4.139).

O número de coeficientes por canal de adaptação também influencia no desempenho do método de cancelamento de ruído, assim como o número de amostras coletadas do sinal durante a adaptação contribui com uma melhor estatística para a calibração do método.

Apresentaremos o procedimento de calibração realizado antes de executarmos as simulações dos sinais gravados. Serão mostradas as evoluções temporais da norma dos coeficientes dos filtros adaptativos e dos próprios coeficientes. A calibração será dada como eficiente quando a norma instantânea dos coeficientes atingir suavemente em patamar.

Neste método são realizadas 96 rotações eletrônicas dos sinais, de maneira a formar grupos com cinco sinais de direções próximas em cada rotação, onde o sinal central será adotado como o desejado e os quatro sinais imediatamente adjacentes como direções de ruído. A Figura 5.8 exemplifica o conjunto de sinais selecionados, $x_{14}(n)$ a $x_{18}(n)$, para a rotação número 16.

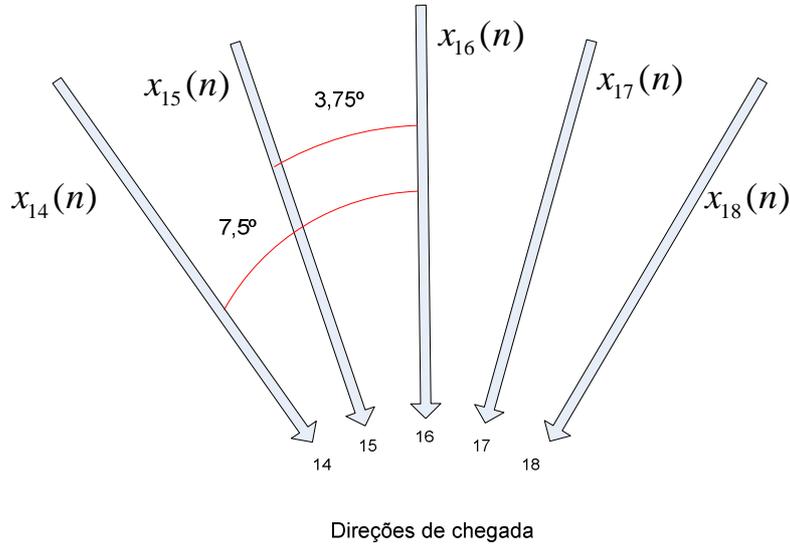


Figura 5.8 – Rotação eletrônica de número 16, e os cinco sinais vizinhos selecionados.

Para os sinais de saída do *beamforming* da primeira simulação, selecionamos os cinco sinais compreendidos entre $x_{14}(n)$ e $x_{18}(n)$ e determinamos a matriz de covariância utilizando a equação (4.140). Obtemos, assim:

$$R_{\text{cov}} = \text{cov} \left(\begin{bmatrix} x_{14} \\ x_{15} \\ x_{17} \\ x_{18} \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} 38,4194 & 54,1490 & 52,4355 & 36,5089 \\ 54,1490 & 83,0111 & 80,9156 & 52,0005 \\ 52,4355 & 80,9156 & 79,9311 & 51,8173 \\ 36,5089 & 52,0005 & 51,8173 & 36,8967 \end{bmatrix}$$

Os autovalores associados são:

$$\lambda = [0,0299 \quad 1,6415 \quad 4,2107 \quad 232,3761]^T$$

Portanto, obtemos o traço da matriz de covariância:

$$Tr[R_{\text{cov}}] = 238,2583$$

O passo de adaptação μ é obtido pela equação (4.139).

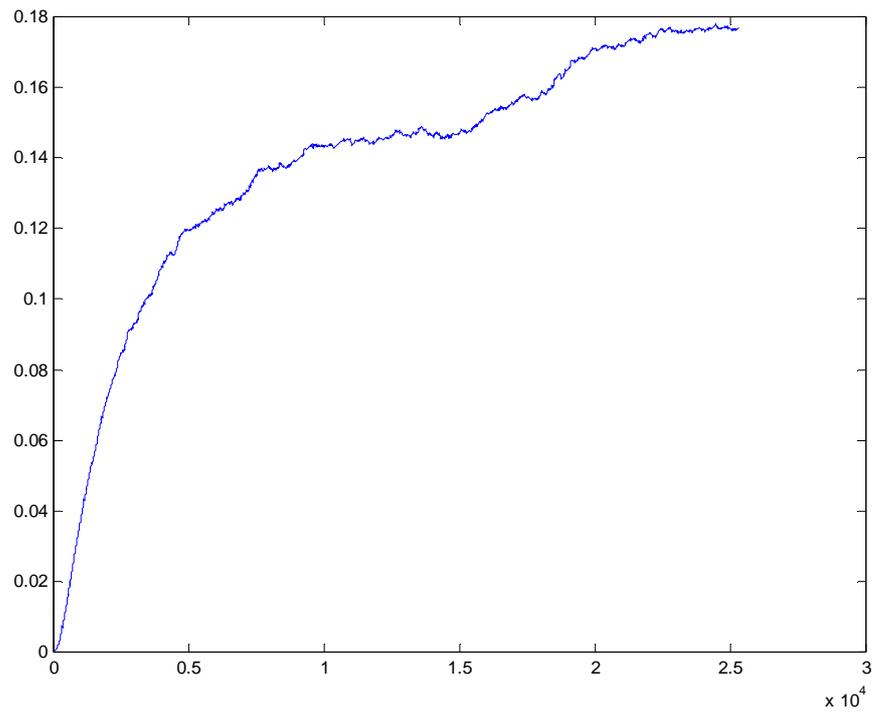
$$0 \leq \mu \leq 0,0042$$

de onde escolheu-se: $\mu = 0,002$.

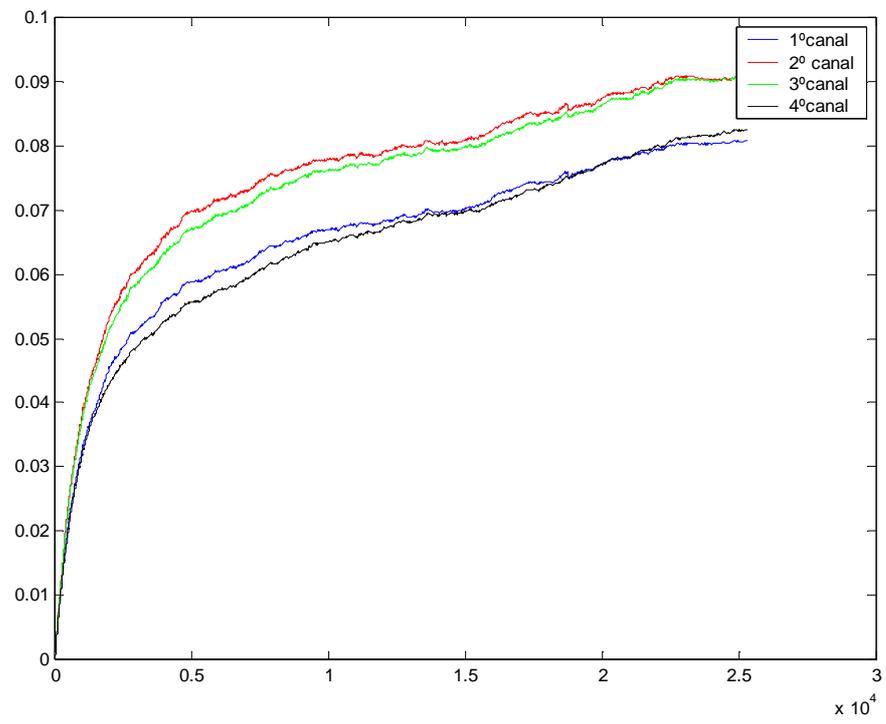
Para o valor escolhido do passo de adaptação com um limiar fixo em $K=0,5$, simulou-se o cancelamento adaptativo de ruído para o sinal da direção dezesseis, com dez coeficientes adaptativos para cada um dos quatro canais. A simulação ocorreu com 25.600 amostras dos cinco sinais colhidas em um segundo.

As Figuras 5.9 (a), (b) e (c) representam respectivamente, a evolução da norma dos coeficientes, a evolução do quinto coeficiente para cada canal e os sinais na direção 16 e resultante da filtragem adaptativa.

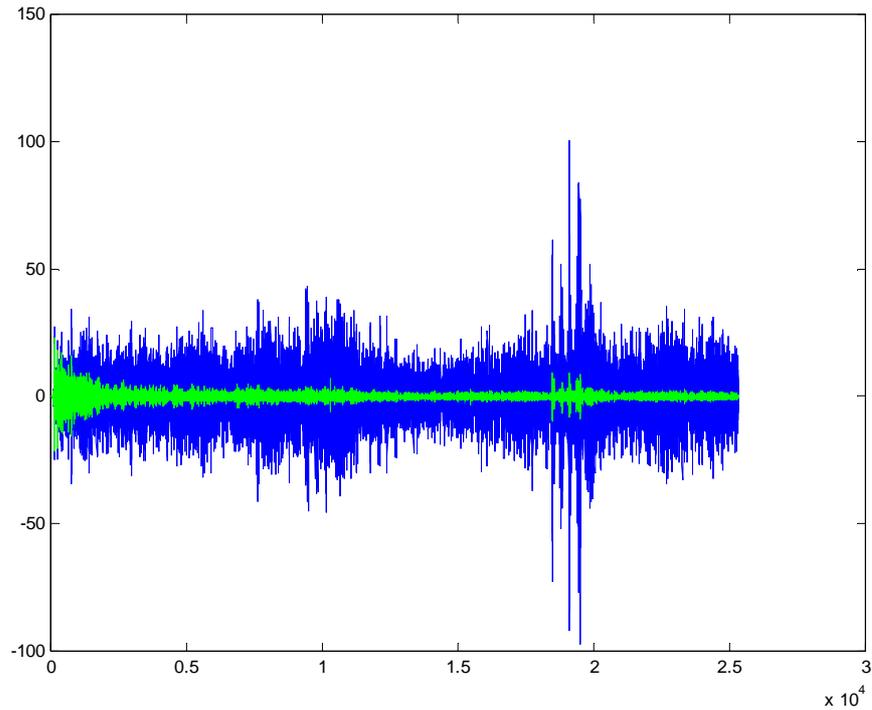
As Figuras 5.9(a) e (b) mostram a evolução da norma e dos coeficientes dos filtros adaptativos, respectivamente, durante o período de simulação, onde é percebida uma tendência de crescimento destes parâmetros. A Figura 5.9(c) mostra a consequência deste crescimento, com o cancelamento do sinal desejado.



(a)



(b)

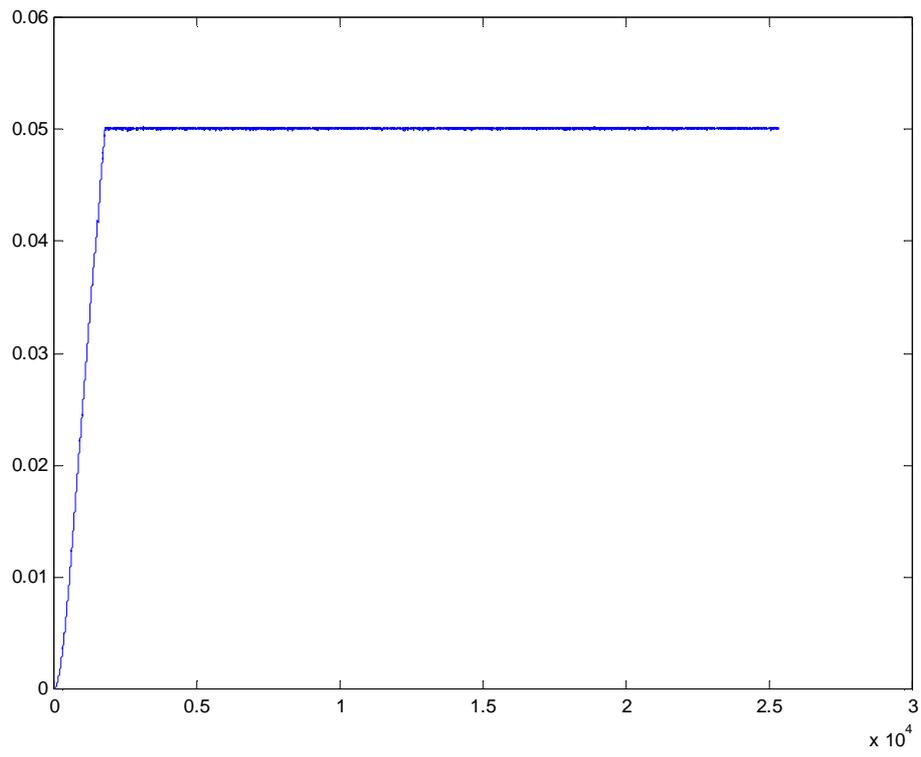


(c)

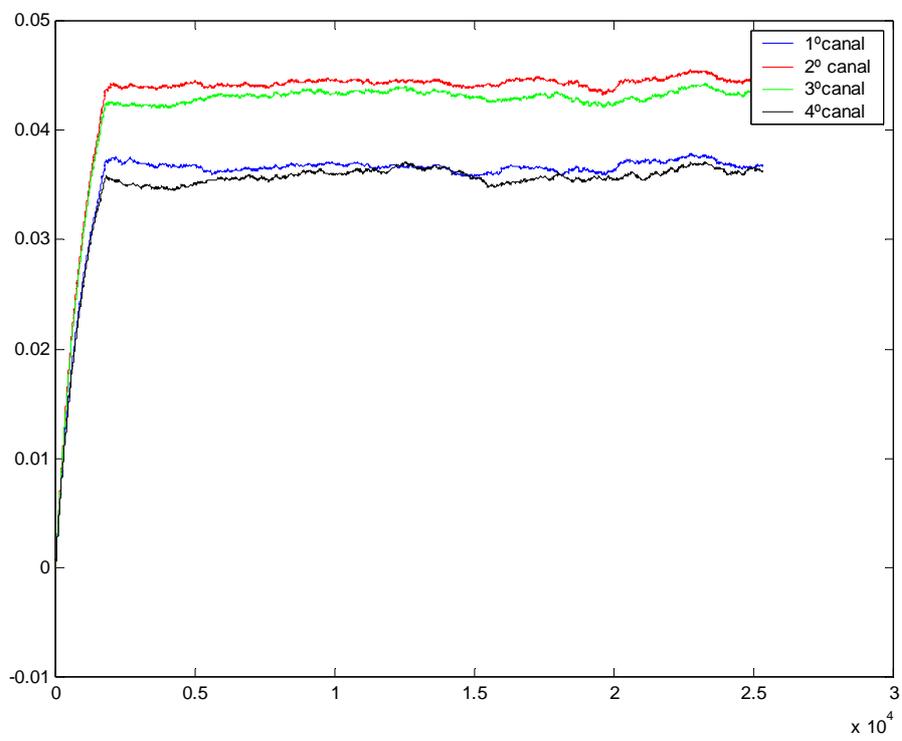
Figura 5.9 – Resultado da simulação com um filtro adaptativo de cancelamento de ruído para os parâmetros ajustados em: $\mu = 0,002$, $K=0,5$ e $L =10$. (a) Evolução da norma dos coeficientes, (b) Evolução do 5º coeficiente nos 4 canais, e (c) Sinal da direção desejada e após a remoção de ruídos.

Tendo em vista que ocorreu o cancelamento de sinal com o limiar utilizado, fixou-se o limiar K em 0,05, conforme sugerido na equação (4.141). Simulou-se novamente o sinal na direção desejada e obtiveram-se os gráficos da Figuras 5.10(a), (b), (c).

Desta vez percebeu-se uma tendência nos valores dos coeficientes do filtro adaptativo limitada pelo coeficiente K . Os gráficos das Figuras 5.10(a) e (b) atingiram patamares de adaptação que garantiram uma melhor filtragem dos ruídos do sinal na direção desejada conforme se observa na Figura 10 (c). Uma outra constatação importante é que os coeficientes relativos aos sinais originários de direções simétricas apresentaram as mesmas tendências na evolução dos valores dos seus coeficientes, conforme é verificado na Figura 5.10 (b) (canal 1 similar ao canal 4 e o canal 2 é similar ao canal 3).



(a)



(b)

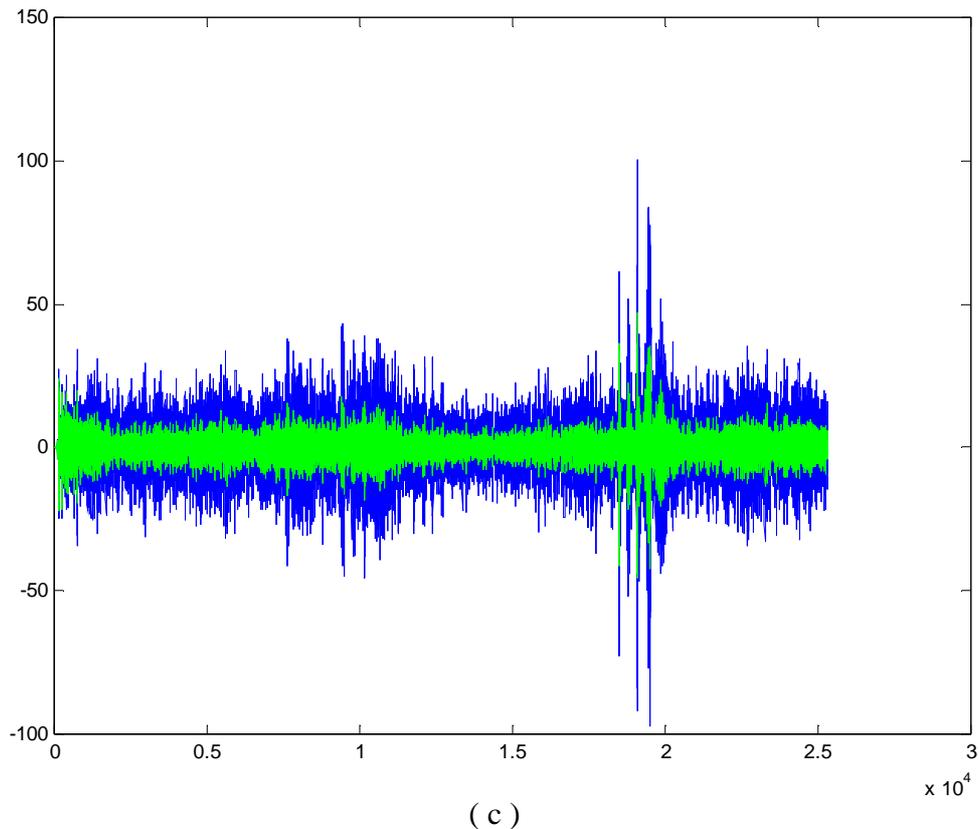
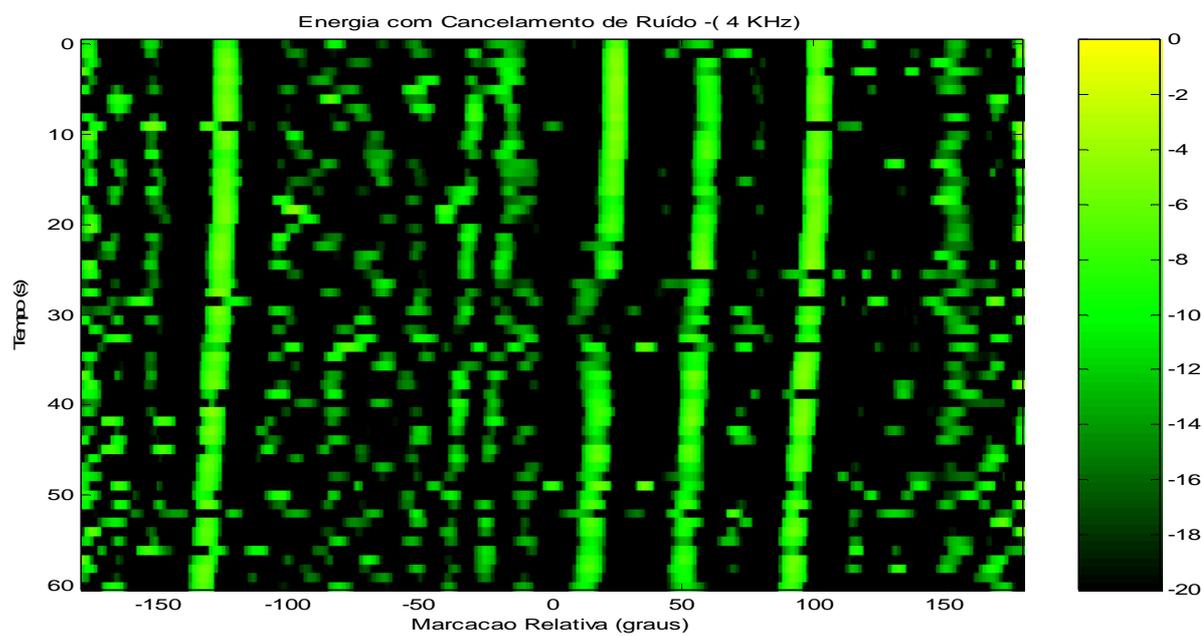
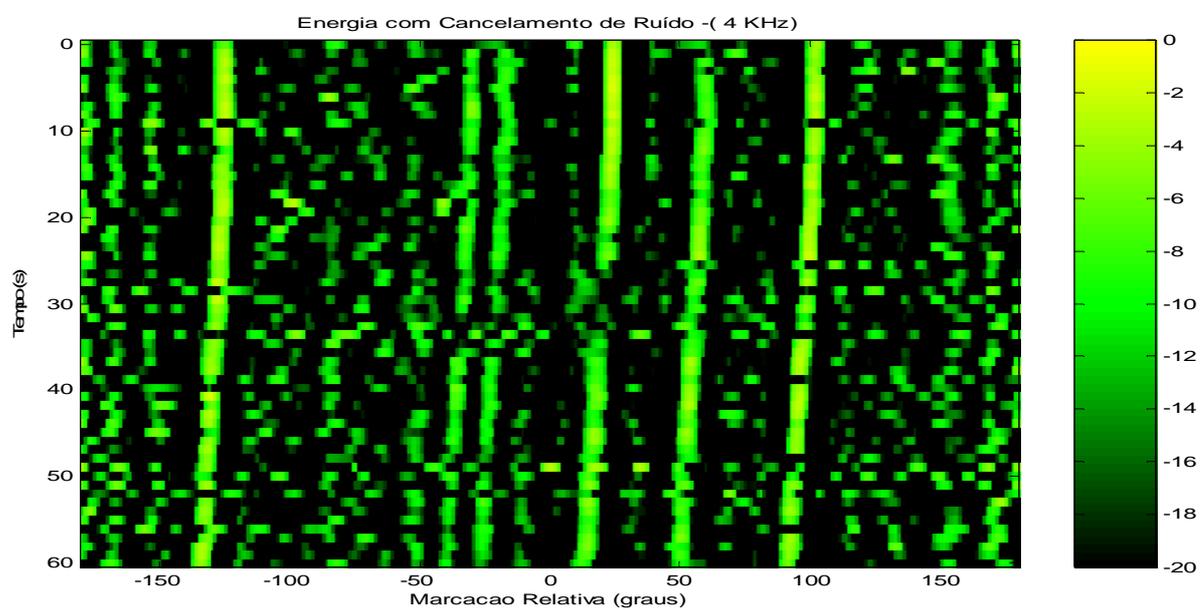


Figura 5.10 – Resultado da simulação com um filtro adaptativo de cancelamento de ruído para os parâmetros ajustados em: $\mu = 0,002$, $K=0,05$ e $L =10$. (a) Evolução da Norma dos coeficientes, (b) Evolução do 5º coeficiente nos 4 canais e (c) Sinais da direção desejada e após a remoção de ruídos.

Com esta calibração realizou-se uma simulação com o conjunto de dados pós-processados pelo método *Delay and Sum*, utilizado no gráfico *waterfall* da Figura 5.5 (a), onde foi aplicada a técnica de cancelamento de ruídos da Seção 4.6, visando melhorar a resolução dos sinais detectados pelo método D&S. Os gráficos da Figura 5.11 (a) e (b) apresentam o resultado desta simulação. A Figura 5.11 (a) representa o gráfico *waterfall* do método D&S convencional, enquanto que na Figura 5.11(b) é apresentado o gráfico *waterfall* com o emprego da técnica de cancelamento de ruídos. Pela comparação entre os gráficos é notada uma melhora na resolução dos contatos, na Figura 5.11(b), inclusive são evidenciados os contatos das direções -45° e -30° , que estavam pouco definidos no método D&S da Figura 5.11 (a).



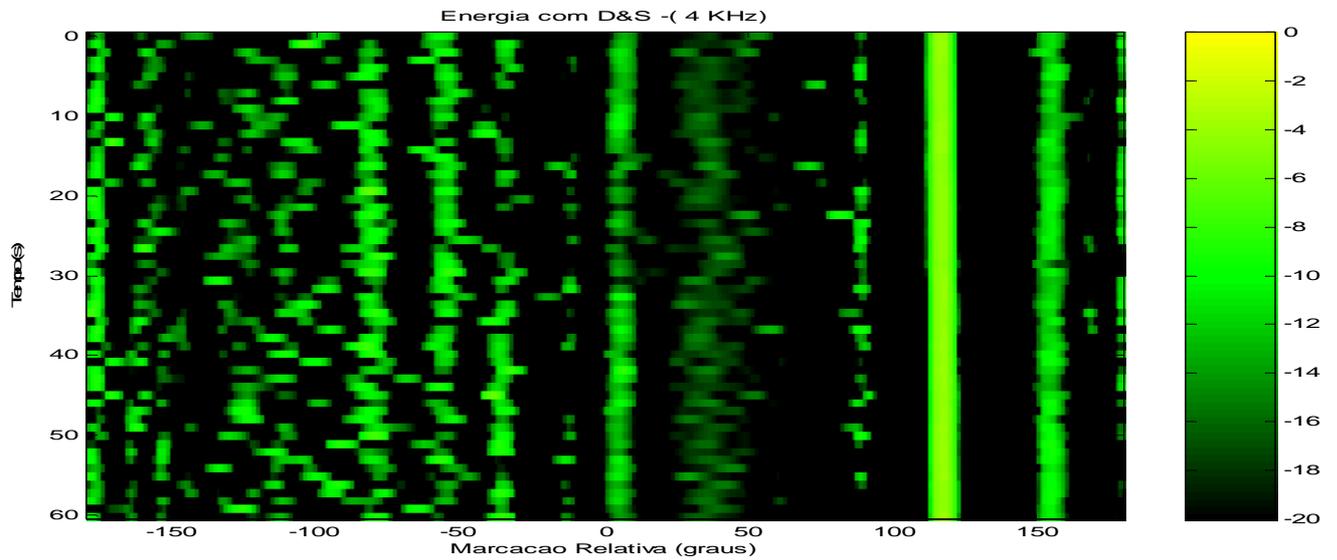
(a)



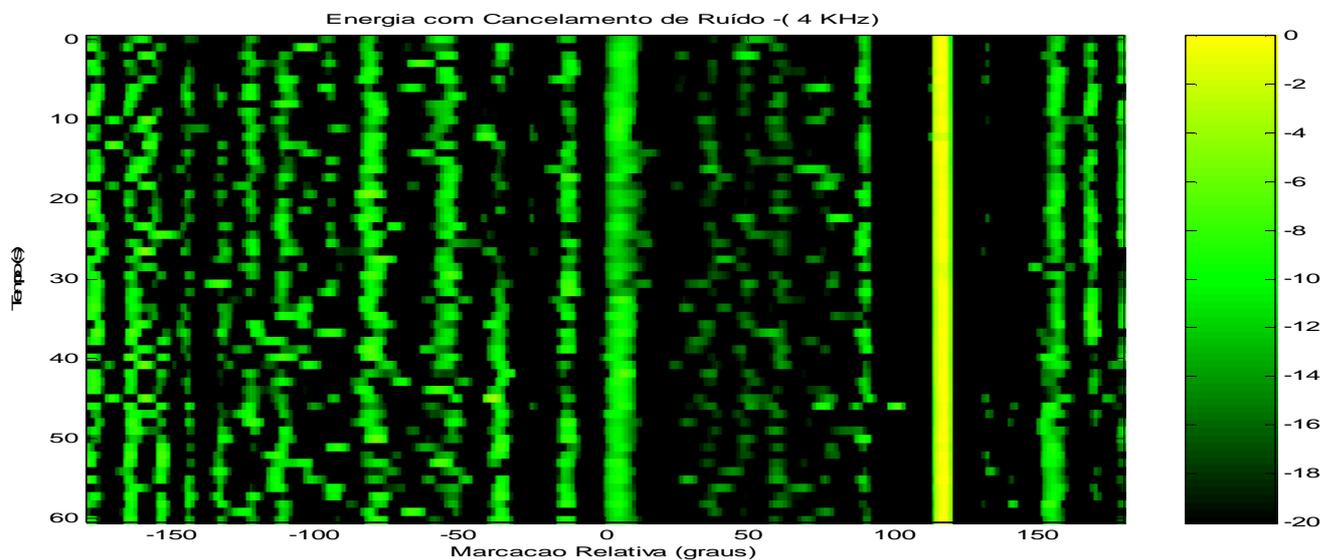
(b)

Figura 5.11- Gráficos “waterfall” para o primeiro conjunto de dados: (a) Método D&S, (b) Método de Cancelamento de Ruídos.

A segunda simulação foi realizada com um conjunto de dados gravados em um cenário onde existiam um contato evidente na marcação de 110° e vários ruídos em diversas direções. Os gráficos “*waterfall*” para os métodos D&S e Cancelamento de Ruído estão representados nas Figuras 12(a) e (b).



(a)



(b)

Figura 5.12- Gráficos “*waterfall*” para o segundo conjunto de dados: (a) Método D&S, (b) Método de Cancelamento de Ruídos.

O método de cancelamento de ruído proporcionou uma melhora na resolução do contato da direção 110° percebida pelo estreitamento da faixa da energia e pela intensidade do sinal naquela direção.

Deste conjunto de simulações, pode-se concluir o seguinte:

1. O janelamento proposto no formador utilizando o método D&S resultou na redução dos ruídos em certas direções. No entanto, alguns contatos localizados em direções muito próximas tiveram a energia atenuada no método de Hanning, devido à perda de diretividade causada no *beamforming* por este janelamento. A complexidade computacional requerida nesta técnica através do número de operações envolvidas no processamento do sinal para N hidrofones é: N (produtos) e $N-1$ (somadas).
2. O formador de feixe utilizando o método de Wiener apresentou um gráfico *waterfall* superior ao do método D&S, como pode ser percebido ao compararmos as Figuras 5.7 com a Figura 5.5 (a), através das raias verticais na direção dos contatos que aparecem com mais intensidade no formador do tipo Wiener. Outra melhoria é quanto a diretividade que está associada à largura da raia vertical do contato que no método de Wiener se apresentou mais estreita que no método D&S. A complexidade computacional requerida no método de Wiener com a matriz *Block* é: N^2+N-1 (produtos) e N^2-1 (somadas).
3. Devido aos processadores instalados nos submarinos possuírem uma capacidade limitada de processamento, o método de formação de feixe atualmente empregado é o D&S. A técnica de cancelamento de ruídos apresentada na Seção 5.4 traz uma possibilidade de melhoria sobre o sinal D&S, com pouca modificação no sistema instalado no submarino para a sua implementação em tempo real. Os resultados apresentados nas Figuras 5.11 e 5.12 mostram uma melhor diretividade para as raias verticais dos contatos, tanto na largura das raias como na intensidade da energia. Já a complexidade computacional é: $M(3L-1)$ (produtos) e $2M(L+2)$ (somadas), onde M é o número de canais e L é o número de coeficientes do filtro adaptativo.

CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES

Neste trabalho foram revistas as principais técnicas empregadas na atualidade para o processamento espacial de sinais originados por fontes sonoras situadas em várias direções no espaço. A preocupação maior está na qualidade da recepção do SONAR do submarino, responsável pela detecção de contatos no mar. Uma forma de melhorar a qualidade de recepção pode ser obtida com as técnicas de otimização empregadas nos formadores de feixes, de onde pode-se destacar o método de Wiener com cancelamento de lóbulos laterais. Este método possui um formador D&S convencional que processa os sinais dos N sensores de um *array* em uma dada DoA. Utilizando a correlação entre o sinal na direção da DoA com os sinais dos N sensores, é encontrado um caminho ortogonal responsável pela geração de sinais de ruído, que serão adaptados para reduzirem as interferências ou distorções presentes no sinal da direção desejada. Esta técnica mostrou-se superior ao método D&S no que tange à qualidade dos resultados encontrados. Porém, o esforço computacional envolvido a torna inviável para processamentos em tempo real nos submarinos, devido à baixa velocidade e pouca capacidade de armazenamento de dados dos processadores instalados atualmente a bordo destes meios.

Como ferramenta auxiliar às técnicas de *beamforming*, foi apresentado o processamento de sinal no tempo utilizando filtros fracionários, o que permitiu uma maior velocidade no processamento para a compensação de fase dos sinais dos N sensores na formação dos feixes. Esta técnica permite a utilização de uma banda mais larga de frequências do que nos métodos no domínio da frequência que utilizam a FFT (*Fast Fourier Transform*) e a IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), em que o aumento no número de *bins* resulta em uma elevação drástica do esforço computacional. A técnica de filtros fracionários apresenta o inconveniente da distorção nas altas frequências devido ao truncamento da resposta impulsiva dos filtros de atrasos fracionários. Então, o sinal original deve ser previamente limitado numa frequência igual a 0,9 da frequência máxima do espectro.

Algumas das características do projeto do *array* em arco também foram discutidas

neste trabalho, a fim de demonstrar como a resposta espacial do *beamforming* é afetada pelo espectro de frequência do sinal incidente. O pior caso é registrado para as baixas frequências, onde a resposta espacial perde totalmente a sua diretividade, acarretando em misturas de componentes de frequências de sinais vindos de direções distintas.

Por fim, foi apresentada uma técnica de cancelamento de ruídos visando melhorar a qualidade do formador D&S. Esta técnica utiliza sinais originados em direções muito próximas ao sinal desejado, os quais são filtrados adaptativamente em canais auxiliares de forma a cancelar as componentes de ruídos comuns nestes sinais. É estabelecido um limiar para a norma dos coeficientes dos filtros adaptativos nos canais auxiliares a fim de evitar o cancelamento do sinal desejado. A calibração dos parâmetros envolvidos neste processamento também foi demonstrada neste trabalho. Esta técnica pode ser empregada ao formador D&S utilizado atualmente nos submarinos, com pouca modificação no sistema de processamento de sinal.

Este trabalho não teve como foco o processamento dos sinais em tempo real, que é mandatório num cenário hostil e de conflito no qual pode se encontrar o submarino, onde o acompanhamento em tempo real de um contato é imprescindível para a tomada de decisão. Então, se faz necessária a otimização da implementação do método proposto de tratamento dos sinais, sendo que a aplicação de técnicas de processamento em paralelo seria apropriada para a redução do tempo de processamento global, onde em um canal seriam gerados os sinais pelo formador de feixes tipo D&S e em um segundo canal o cancelamento de ruído.

Visando ao melhoramento na resolução dos gráficos *waterfall*, que fornecem a evolução temporal da marcação dos contatos, sugere-se para futuros trabalhos a implementação de técnicas baseadas na análise de componentes independentes, conhecida na literatura como ICA (*independent component analysis*), onde se destaca a separação cega de fontes.

Espera-se com este trabalho, ter contribuído com a melhoria da recepção do *beamforming* nos sinais espaciais, além de subsidiar a teoria básica ao iniciante desta área.

CAPÍTULO 7 – REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] STERGIOPOULOS, S., *Advanced Signal Processing Handbook: Theory and Implementation for Radar, Sonar, and Medical Imaging Real-Time systems*, 1 ed., New York, USA, CRC Press LLC, 2001.
- [2] ALLEN, B., GHAVAMI, M., *Adaptive Array Systems, Fundamentals and Applications*, 1 ed., West Sussex, England, John Wiley & Sons, 2005.
- [3] GODARA, “Antenna Arrays and Mobile Communications-Part II”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 85, August 1997.
- [4] GABRIEL, “Adaptive Arrays”, *Proceedings of the IEEE*, Feb. 1976.
- [5] SILVA, M. R. P., SLAMA, J.G., *Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, Janeiro de 2006.*
- [6] KEEPING, KIMBALL J.; SUREAU, JEAN-CLAUDE, “Sidelobe Control in Cylindrical Arrays”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. AP-30, pp. 1027-1031, Setembro 1982.
- [7] LAAKSO, T. I., VÄLIMÄKI, V., KARJALAINEN, M., LAINE, U. K., “Splitting the Unit Delay, Tools for Fractional Delay Filter Design”, *Signal Processing Magazine IEEE*, January 1996.
- [8] LAAKSO, T. I., VÄLIMÄKI, V., “Principles of Fractional Delay Filters”, *International Conference on Acoustics IEEE, Speech, And Signal Processing*, Istanbul, Turkey, June 2000.
- [9] JOHANSSON, H., LÖWENBORG, P., “Reconstruction of Nonuniformly Sampled Bandlimited Signals Using Digital Fractional Delay Filters”, *Signal Processing IEEE*, pp.593-596, 2001.

- [10] PERI, S.C., SHYU J., “Eigen Approach for Designing FIR Filters and Allpass Phase Equalizers with Prescribed Magnitude and Phase Response”, *IEEE Transactions Circuits Systems II : Analog and digital Signal Processing*, vol.39, n.3, pp. 137-146, Mar. 1992.
- [11] HAYKIN, S., *Adaptive Filter Theory*, New Jersey, USA, Prentice-Hall, 1986.
- [12] STEELE, A. K., BYRNE C. L., “Performance Comparison of High Resolution Bearing Estimation Algorithms Using Simulated and Sea Test Data”, *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, v.18, n. 4, Oct. 1993.
- [13] HERBORDT, W., KELLERMAN, W., “Efficient Frequency-Domain Realization of Robust Generalized Sidelobe Cancellers”, University of Erlangen Nuremberg.
- [14] JABLON, Neil K., “Adaptive Beamforming with the Generalized Sidelobe Canceller in Presence of Array Imperfections”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. AP-34, n. 8, pp. 996-1012, Aug. 1986.
- [15] BUCKLEY, K. M., GRIFFITHS L. J., “An adaptive Generalized Sidelobe Canceller with Derivative Constraints”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. AP-34, n. 3, pp. 311-319, Mar. 1986.
- [16] BUCKLEY, K.M., “Broad-Band Beamforming and the Generalized Sidelobe Canceller”, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, v. ASSP-34, n. 5, pp.1322-1323, Oct. 1986.
- [17] HERBORDT, W., KELLERMANN, W., “Analysis of Blocking Matrices For Generalized Sidelobe Cancellers for Non-Stationary Broadband Signals”, University Erlangen –Nuremberg.
- [18] COX, H., ZESKIND, R. M., OWEN, M. M., “Robust Adaptive Beamforming”, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, v. ASSP-35, n. 10, Oct. 1987.

- [19] BERACOECHÉ, J. A., “Beamforming”, *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*.
- [20] GOLDSTEIN, J. S., REED, I. S., “Subspace Selection For Partially Adaptive Sensor Array Processing”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 33, n. 2, Apr. 1997.
- [21] GOLDSTEIN, J.S, SCHARF, L. L., “A Multistage Representation of the Wiener Filter Based on Orthogonal Projections”, *IEEE Transactions on Information Theory*, v.44, n. 7, pp. 2943-2959, Nov. 1998.
- [22] GOLDSTEIN, J.S, RICKS, D.C., “Adaptive Beamforming using the Multistage Wiener Filter with a Soft Stop”, *IEEE Transactions on Information Theory*, pp. 1401-1406, Nov. 2001.
- [23] NGUYEN, H.N., “Robust Steering Vector Mismatch Techniques for Reduced Rank Adaptive Array Signal Processing”, Phd, dissertation, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Fallschurch, Virginia, USA, Oct.r 2002.
- [24] HOSHUYAMA, O., SUGIYAMA, A., HIRANO A., “A Robust Adaptive Beamformer for Microphone Arrays with a Blocking Matrix Using Constrained Adaptive Filters”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 47, n. 4, pp. 2677-2684, Oct. 1999.
- [25] ZHENG, Y. R., GOUBRAN, RAFIK A., EL-TANANY, M., “Experimental Evaluation of a Nested Microphone Array with Adaptive Noise Cancellers”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 53, n. 3, pp. 777-786, June 2004.
- [26] BURDIC, WILLIAM S., *Underwater Acoustic System Analysis*, 2 ed. Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice-Hall, 1991.
- [27] WIDROW, B., STEARNS, S.D., *Adaptive Signal Processing*, Prentice Hall, 1985.

- [28] BOROJENY B.F., Adaptive Filters Theory and Applications, England, John Wiley Sons, 1999.
- [29] DINIZ, P. S. R., Adaptive Filtering Algorithms and Practical Implementation, 2 ed., Kluwer Academic Publishers, 2002
- [30] R. J. Mailloux, Phased Array Antenna Handbook, second edition
- [31] POPOVIC, V., THAYAPARAN, T., Noise Analysis of the High Resolution Methods in ISAR, Proceedings of the 4th International Symposium on Image and Signal Processing and Analysis (2005).
- [32] GALBER, U., Projeto de Submarinos, 1 ed., São Paulo, BR, AMRJ/ETCN, 1991.
- [33] Marinha do Brasil- Poder Naval, Serviço de Relações Públicas da Marinha, Action Editora Ltda, Rio de Janeiro, BR, 1997.
- [34] DINIZ, PAULO S. R.; DA SILVA, EDUARDO A. B.; NETTO, SERGIO L., Digital Signal Processing, 1 ed., Rio de Janeiro, Brasil, Cambridge Press, 2002.