

COMUNICAÇÕES ACÚSTICAS SUBMARINAS UTILIZANDO DIVERSIDADE ESPACIAL A PARTIR DA CONSTRUÇÃO DE UM ARRANJO LINEAR DE OITO SENSORES HIDROACÚSTICOS

Alexandre Geddes Lemos Guarino

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Oceânica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Oceânica.

Orientadores: Carlos Eduardo Parente Ribeiro Marcello Luiz Rodrigues de Campos

Rio de Janeiro Junho de 2014

COMUNICAÇÕES ACÚSTICAS SUBMARINAS UTILIZANDO DIVERSIDADE ESPACIAL A PARTIR DA CONSTRUÇÃO DE UM ARRANJO LINEAR DE OITO SENSORES HIDROACÚSTICOS

Alexandre Geddes Lemos Guarino

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA OCEÂNICA.

Examinada por:

Prof. Carlos Eduardo Parente Ribeiro, D. Sc.

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

Prof. Luiz Gallisa Guimarães, D. Sc.

Dr. William Soares Filho, D. Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL JUNHO DE 2014 Guarino, Alexandre Geddes Lemos

Comunicações acústicas submarinas utilizando diversidade espacial a partir da construção de um arranjo linear de oito sensores hidroacústicos / Alexandre Geddes Lemos Guarino. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2014.

XI, 122 p.: il.; 29,7 cm.

Orientadores: Carlos Eduardo Parente Ribeiro

Marcello Luiz Rodrigues de Campos

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Oceânica, 2014.

Referências Bibliográficas: p. 122.

 Arranjo de Sensores. 2. Modulação FSK.
 Diversidade Espacial. 4. Direção de Chegada (DOA).
 Desempenho do Canal. I. Ribeiro, Carlos Eduardo Parente *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Oceânica. III. Título. Agradeço e louvo primeiramente a Deus por ter me permitido viver essa experiência, pela saberia que me deu na condução desse trabalho...

...à Minha Esposa Ana Carolina e ao meu Filho Mikhael, por terem me apoiado incondicionalmente, com todo amor, carinho e paciência, essenciais ao transcurso desse período e ao sucesso e felicidade na minha vida. Eu amo vocês...

...aos Meus Pais o meu eterno agradecimento pelo exemplo, amor e dedicação em todos os momentos...

AGRADECIMENTOS

A tarefa de estudar comunicações acústicas submarinas nos últimos dois anos foi repleta de desafios. Nessa jornada conheci várias pessoas, uns foram meus mestres, outros colegas de turma e de trabalho. Alguns conheci no dia-a-dia, mesmo que rapidamente, e com outros tive uma convivência maior. Fiz novos amigos. Gosto do ditado que diz: não há ninguém que saiba tanto que não possa aprender, nem tampouco ninguém que não saiba nada que não possa ensinar. Nesse contexto, aprendi muito com todos. As orientações, conversas, dicas, sugestões, todas elas foram essenciais à escolha do caminho certo, à estruturação do conhecimento, aos resultados alcançados.

Por isso, acho por dever registrar aqui os meus agradecimentos:

Ao Professor Parente por todo apoio nas áreas de Acústica Submarina, Instrumentação Oceanográfica e Processamento de Sinais, por sua confiança no trabalho e maneira sábia e simples no trato pessoal. Que sua visão, dedicação e espírito inovador continuem contagiando a todos...

Ao Professor Marcello Campos, por todo apoio nas áreas de Comunicações de Dados e Processamento de Sinais de Arranjos de Sensores. Pela disponibilidade e vontade sempre de ajudar. Que outros possam usufruir de sua sabedoria e profundo conhecimento...

Ao Professor Lula por todo incentivo e apoio. Pelas discussões que levam ao impensável, fruto de seu profundo conhecimento em Física. Que seus talentos possam continuar preparando os pesquisadores de hoje e de amanhã...

Ao Professor Fábio pelo apoio com equipamentos e orientações na área de Eletrônica...

Ao Assis, funcionário do LIOc, pela vontade sempre de ajudar. Obrigado por todo apoio no projeto e construção de partes da estrutura mecânica do arranjo de sensores. Seu trabalho meticuloso e de excelente qualidade foi decisivo nos resultados obtidos...

Ao PEnO e ao LIOc, em especial à Solange e Marise, bem como a todos aqueles que direta ou indiretamente contribuíram para os resultados desse trabalho...

Ao Capitão-de-Mar-e-Guerra (RM1-T) Simões do IEAPM, meu futuro chefe e por coincidência, colega de turma em várias disciplinas de seu curso de Doutorado em Acústica Submarina na COPPE, obrigado pelo convívio amigo, por todo apoio com materiais e equipamentos do Instituto, a mim emprestados durante o projeto e construção do arranjo de sensores, agradeço pelo continuado incentivo e confiança. Que sua motivação na área de pesquisa e espírito empreendedor, possam continuar ajudando o IEAPM a se desenvolver em Acústica Submarina...

Ao amigo e Pesquisador Fábio do IEAPM, colega de turma na COPPE, obrigado por todo apoio na utilização do "Bellhop", foi fundamental ao sucesso desse trabalho...

Ao IEAPM, em especial ao Capitão-de-Corveta Messias, Capitão-Tenente (EN) Vale, Primeiro-Tenente (RM2-EN) Élida, Pesquisador Jefferson, Suboficiais Nonato e Braun, Estagiário Felipe, demais estagiários e ao Manuel Viana, Mestre da embarcação "Diadorim", por todo apoio na realização dos experimentos no mar, sem os quais, este trabalho não teria acontecido. Bravo Zulu! Bem como, a todos aqueles que direta ou indiretamente contribuíram para os resultados desse trabalho...

Ao IEAPM, minha nova casa, onde espero viver anos felizes e contribuir para o crescimento contínuo da Marinha do Brasil...

Ao Restaurante Flutuante situado na Enseada do Forno em Arraial do Cabo, em especial ao Bruno, por ter cedido o espaço para a realização dos experimentos. Muito obrigado pelo apoio...

Ao IPqM, em especial ao Capitão-de-Fragata (EN) Felzky...

À Capitã-de-Corveta (T) Márcia Helena do IPqM, colega de turma em várias disciplinas na COPPE, pelo apoio nas áreas de Oceanografia e Equipamentos Oceanográficos...

Ao Capitão-de-Corveta (EN) e amigo Carlos Martins do IPqM, colega de curso de Mestrado na COPPE, obrigado pelas conversas e pelo apoio nos assuntos relacionados à Calibração de Transdutores Hidroacústicos...

Ao Engenheiro Orlando por todo apoio nos testes de aceitação do arranjo realizados no tanque hidroacústico do IPqM. Seu profundo conhecimento em eletrônica, dedicação, paciência, sua personalidade perfeccionista e extrema vontade de ajudar foram essenciais ao sucesso desse trabalho. Muito obrigado...

Ao Engenheiro Fernando Magalhães pelos ensinamentos na COPPE e por todo apoio durante os testes de aceitação do arranjo realizados no tanque hidroacústico do IPqM. Suas orientações precisas, fruto de um profundo conhecimento na área de Transdutores Hidroacústicos, sua personalidade amiga, sempre disposto a ajudar, foram marcantes. Muito obrigado... Ao Engenheiro William do IPqM, pelas conversas e orientações na área de Processamento de Sinais...

À Servidora Civil Jaqueline. Seu profundo conhecimento e habilidades em eletrônica de bancada foram essenciais durante os testes de aceitação do arranjo realizados no tanque hidroacústico do IPqM...

A todos aqueles do IPqM que direta ou indiretamente contribuíram para os resultados obtidos...

Ao Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (INMETRO), em especial ao Engenheiro Rodrigo, pelo apoio na calibração de equipamentos de medida...

Ao Instituo Militar de Engenharia (IME), em especial ao Prof. Apolinário e sua equipe, por todo apoio e pelo empréstimo de um arranjo de microfones e equipamento de aquisição de dados. Estes equipamentos foram fundamentais ao aprendizado e amadurecimento de ideias no trato com arranjos de sensores e algoritmos de processamento de sinais, sem os quais, tenho certeza, de que teria sido muito difícil concretizar os desafios em busca dos resultados pretendidos. Selva!

Agradeço também a todos aqueles que mesmo não citados foram fundamentais ao sucesso deste trabalho.

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

COMUNICAÇÕES ACÚSTICAS SUBMARINAS UTILIZANDO DIVERSIDADE ESPACIAL A PARTIR DA CONSTRUÇÃO DE UM ARRANJO LINEAR DE OITO SENSORES HIDROACÚSTICOS

Alexandre Geddes Lemos Guarino

Junho/2014

Orientadores: Carlos Eduardo Parente Ribeiro Marcello Luiz Rodrigues de Campos

Programa: Engenharia Oceânica

Este trabalho se origina na vontade de estudar comunicações acústicas submarinas utilizando um sistema de recepção diretivo. A escolha do sistema se direciona para o uso de um arranjo linear de sensores hidroacústicos utilizando técnicas de diversidade espacial que, no entanto, é inicialmente impossibilitada pela indisponibilidade de um sistema para este fim. Em face à situação, a primeira parte do trabalho se desenvolve no desafio de projetar e construir um arranjo linear composto de oito sensores hidroacústicos. Os testes de aceitação do equipamento construído são realizados no Tanque Hidroacústico do Instituo de Pesquisas da Marinha (IPqM). O equipamento é utilizado em três experimentos cujos propósitos são: no primeiro experimento a realização dos primeiros testes no mar; no segundo experimento a avaliação das direções de chegada (DOA) utilizando o algoritmo MUSIC e o modelo de propagação "Bellhop"; no terceiro experimento a realização de vinte transmissões utilizando modulação FSK, visando ao levantamento da curva BER x Eb/N0 do canal, relativa ao uso de apenas um hidrofone em comparação com a aplicação de técnicas de diversidade espacial, baseadas nos resultados de DOA do segundo experimento.

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

UNDERWATER ACOUSTIC COMMUNICATIONS USING SPATIAL DIVERSITY FROM THE CONSTRUCTION OF A EIGTH HYDROACOUSTIC SENSORS LINEAR ARRAY

Alexandre Geddes Lemos Guarino

June/2014

Advisors: Carlos Eduardo Parente Ribeiro Marcello Luiz Rodrigues de Campos

Departament: Ocean Engineering

This work originates in the desire to study underwater acoustic communications using a system with directive reception. The choice of the system is directed to the use of a linear array of hydroacoustic sensors using spatial diversity techniques that, however, is initially precluded by the unavailability of a system for this purpose. Therefore, the first part of the work evolves in the challenge to design and build a linear array composed of eight hydroacoustic sensors. The built equipment acceptance tests were performed at Instituto de Pesquisas da Marinha (IPqM). The equipment is used in three experiments whose purposes are: in the first experiment to perform the first sea trials; in the second experiment the evaluation of the directions of arrival (DOA) using MUSIC algorithm and propagation model "Bellhop"; in the third experiment the achievement of twenty transmissions using FSK modulation, aiming the establishment of the channel BER x Eb/N0 curve, on the use of only a hydrophone in comparison with the application of spatial diversity techniques, based on the DOA results of the second experiment.

ÍNDICE

1	INT	ſRODUÇÃO	1
2	FU	NDAMENTAÇÃO TEÓRICA	3
	2.1 2.1.1 2.1.2	<i>Transdutores Hidroacústicos</i> Conversão Eletromecânica Impedância	
	2.2	Arranjos de Sensores	6
	2.3	Direção de Chegada (DOA)	
	2.4 2.4.1 2.4.2	<i>Modulação Digital</i> Modulação FSK Taxa de Erro de Bit (BER)	
	2.5	Diversidade	22
3	CO	NTRUÇÃO DO ARRANJO DE SENSORES	
	31	Configuração Original do Hidrofone	28
	2.2		
	3.2	Escolha do número de cerâmicas	29
	322	Mecânica	29
	3.2.3	Eletrônica	
	3.2.4	Confecção das placas de circuito impresso.	
	3.2.5	Preenchimento com óleo	
	3.2.6	Instalação da eletrônica na caixa estanque	
	3.3	Testes de aceitação do arranio	
	3.3.1	Calibração dos hidrofone do arranjo	40
	3.3.2	Resposta directional do arranjo	
4	EX	PERIMENTOS	
	4.1	Configuração dos equipamentos	
	4.1.1	Configuração da recepção	
	4.1.2	Configuração da transmissão	
	4.2		
	4.2	Locais dos experimentos	
	4.2.1	Primeiro experimento	
	4.2.2	Segundo experimento	
	4.2.3	Conclusão	
	4.2.4		
	4.3	Sinais a transmitir	61
	4.3.1	Faixa de frequências	61
	4.3.2	Caracteristicas dos sinais	65
	4.4	Conclusão	71
5	RE	SULTADOS	72
	5.1	Primeiro experimento	72

5.2	Segundo experimento	80
5.2.1	Primeiro ponto (152 m)	82
5.2.2	Segundo ponto (343 m)	85
5.2.3	Terceiro ponto (556 m)	87
5.2.4	Observações finais	
5.3	Terceiro experimento	
5.3.1	Análise de DOA	95
5.3.2	Desempenho da comunicação digital utilizando modulação FSK	
6 CO	NCLUSÃO	117
Apêndie	ce A – Justificativa para escolha da frequência de 7,24 k	Hz120
REFE	RÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	

1 INTRODUÇÃO

O ser humano tem uma necessidade natural de se comunicar. A comunicação humana é um processo que envolve a troca de informações e utiliza os sistemas simbólicos como suporte para este fim. Estão envolvidas neste processo uma infinidade de maneiras de se comunicar. Além da forma natural, o ser humano vem desenvolvendo ao longo dos tempos formas alternativas de comunicação, aplicadas especialmente às situações em que o interlocutor não está presente, a comunicação à distância.

Os métodos, mecanismos e sistemas utilizados para este fim têm variado e evoluído bastante: sons de tambor, sinais visuais com fogo e fumaça, a escrita, o telégrafo, o telefone, o rádio e mais recentemente o computador, a Internet, o telefone celular e o satélite são exemplos da busca e desenvolvimento continuado de sistemas que transmitam mais informação, a maiores distâncias e em intervalos de tempo cada vez menores.

No entanto, vivemos em um planeta em que aproximadamente 70% de sua superfície é coberta por água, e apesar de todos os avanços nos assuntos ligados aos mares e oceanos, ainda há muito a explorar, conhecer e proteger. Dentro desse contexto, seja para fins militares ou civis, a criação dos veículos submarinos, tripulados e não tripulados, vem impulsionando a necessidade crescente de se realizar comunicação no ambiente marinho.

Um dos primeiros sistemas foi desenvolvido nos Estados Unidos, em 1945 durante a segunda guerra mundial, para comunicação com submarinos: um telefone utilizando canal acústico e modulação analógica AM-SSB, na faixa de frequências de 8 a 11 kHz, com alcance da ordem de quilômetros, porém com reduzida qualidade de voz (STOJANOVIC).

A escolha do canal acústico deveu-se ao fato das ondas acústicas se propagarem a longas distâncias no mar, guiadas pela superfície, pelo fundo e por gradientes de temperatura, salinidade e profundidade. As ondas eletromagnéticas também são utilizadas, porém devido à forte atenuação imposta pelo oceano, que é um meio condutor, faz-se necessário o uso de baixas frequências na faixa de 30 a 300Hz, que demandam antenas enormes para a sua transmissão, com dimensões diretamente proporcionais aos comprimentos de onda envolvidos, da ordem de 10⁶ m, aliado à necessidade de transmissores de alta potência para suplantar a baixa eficiência das

1

antenas e penetração no meio condutor com alcance reduzido. Outra opção são as ondas ópticas que sofrem menor atenuação por possuírem comprimentos de onda bem menores, 400 a 700 nm, contudo são afetadas pelo fenômeno do espalhamento, que atenua fortemente o sinal na recepção, além da dificuldade de apontamento do feixe laser. Diante disso, as ondas acústicas permanecem como melhor opção para troca de informação no meio submarino.

No entanto, o guia de ondas acústico marinho é caracterizado pelo fenômeno do multipercurso que provoca dispersão do sinal no tempo e desvanecimento seletivo em frequência, o que dificulta a implementação de qualquer sistema de comunicação digital no mar.

Nesse contexto, a utilização de arranjos de sensores desempenha um papel importante na redução dos seus efeitos, diante da possibilidade de amostrar o sinal em diferentes pontos do espaço.

Portanto, tendo em vista a indisponibilidade de um arranjo de sensores de alta frequência para a realização destes estudos, o objetivo deste trabalho é o projeto e construção de um arranjo linear composto de oito sensores hidroacústicos e a sua aplicação na realização de testes no mar com transmissão de dados utilizando modulação digital FSK e processamento de sinais visando à estimação das direções de chegada dos sinais no arranjo (DOA) e levantamento prático de curvas BER x Eb/N0 do canal, com base em técnicas de diversidade espacial.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Apresenta-se a seguir uma breve revisão dos seguintes conceitos utilizados neste trabalho:

- a) transdutores hidroacústicos;
- b) arranjos de sensores;
- c) direção de chegada (DOA);
- d) modulação digital;
- e) taxa de erro de bit; e
- f) diversidade espacial.

2.1 Transdutores Hidroacústicos

2.1.1 Conversão Eletromecânica

Na maioria das aplicações, os transdutores hidroacústicos têm a função de converter energia acústica em energia elétrica ou vice-versa, valendo-se para isso do mecanismo da piezoeletricidade, ou seja, quando aplicado ao mesmo um campo elétrico, o transdutor sofre uma deformação mecânica. Tal efeito é utilizado em projetores hidroacústicos, que são dispositivos que emitem som. Quando é aplicada uma deformação mecânica devido à pressão acústica, um campo elétrico é produzido, efeito utilizado nos hidrofones que são basicamente microfones para uso debaixo d'água. A Figura 1 exemplifica o funcionamento.

$$\xrightarrow{\vec{F}} \xrightarrow{()} \xrightarrow{()} \xrightarrow{\vec{E}} \xrightarrow{()} \xrightarrow{\vec{F}} \xrightarrow{\vec{F}} \xrightarrow{()} \xrightarrow{\vec{F}} \xrightarrow{()} \xrightarrow{\vec{F}} \xrightarrow{()} \xrightarrow{\vec{F}} \xrightarrow{()} \xrightarrow{$$

FIGURA 1. Esquema de transdução de energia.

Existem outros mecanismos inerentes aos transdutores hidroacústicos além do piezoelétrico como o eletrostático, eletroestritivo, eletrodinâmico, eletromagnético e magnetoestritivo (MAGALHÃES, 2001). Porém, neste trabalho será considerado somente o piezoelétrico devido à sua maior aplicação nos transdutores comerciais.

2.1.2 Impedância

A cerâmica piezoelétrica é o elemento de conversão eletromecânica dos transdutores hidroacústicos. São associados a ela outros elementos mecânicos com a finalidade de transferência de quantidade de movimento da cerâmica para a face do

transdutor. Como existe movimento de massas, a este movimento é associada uma impedância mecânica, que é uma medida de como a estrutura resiste ao movimento quando da aplicação de forças externas. A esta impedância, acrescenta-se também a impedância de irradiação acústica, de natureza dinâmica e viscoelástica, que o meio exerce sobre as faces do transdutor.

Sabendo que as impedâncias de natureza mecânica podem ser associadas ou representadas por grandezas de resposta elétrica, tais impedâncias somadas à impedância puramente elétrica do transdutor resultam finalmente na impedância terminal do sistema.

A titulo de recordação, a impedância elétrica é representada por um número complexo, ou seja

$$Z = R + jX$$

onde *R* e *X* representam respectivamente as parcelas de resistência e reatância. Na forma polar temos

$$Z = |z|e^{j\theta}$$
, onde $|z| = \sqrt{R^2 + X^2}$ e $\theta = \tan^{-1}\left(\frac{X}{R}\right)$

onde $|Z| \in \theta$ indicam o módulo e fase da impedância.

Da mesma forma, a admitância também é representada por um número complexo, ou seja

$$Y = G + jB$$

onde *G* e *B* representam respectivamente as parcelas de condutância e susceptância. Na forma polar temos

$$Y = |Y|e^{j\theta}$$
, onde $|Y| = \sqrt{G^2 + B^2}$ e $\theta = \tan^{-1}\left(\frac{B}{G}\right)$

onde $|Y| \in \theta$ indicam o módulo e fase da admitância.

Por fim, sabendo que a admitância é o inverso da impedância, temos as seguintes relações:

$$Z = R \pm jX \qquad \qquad Y = G \pm jB$$

$$G = \frac{R}{|Z|^2} e B = \mp \frac{X}{|Z|^2} \qquad \qquad R = \frac{G}{|Y|^2} e X = \mp \frac{B}{|Y|^2}$$

Os gráficos da Figura 2 mostram, a título de ilustração, curvas típicas de condutância e susceptância de um transdutor hidroacústico.



FIGURA 2. Curvas típicas de condutância e susceptância versus frequência de um transdutor hidroacústico (MAGALHÃES, 2001).

Pode-se notar um pico de ressonância bem definido na frequência f_s , onde o valor de condutância é máximo. Essa frequência caracteriza a ressonância do ramo de impedâncias mecânicas, onde a resistência ao movimento é mínima.

De forma análoga, os gráficos da Figura 3 mostram as curvas de resistência e reatância de um transdutor hidroacústico.



FIGURA 3. Curvas típicas de resistência e reatância versus frequência de um transdutor hidroacústico (MAGALHÃES, 2001).

Da mesma forma, pode-se notar um pico de ressonância elétrica ou antirressonância de movimento na frequência f_p , onde o valor de resistência é máximo. A frequência de ressonância em paralelo (f_p) corresponde à frequência na qual a resistência ao movimento do transdutor é máxima. A parte resistiva da impedância está diretamente associada à resistência de irradiação acústica, ou seja, quanto maior a potência nessa parcela resistiva, maior o sinal acústico transmitido para o meio.

Como pode ser observado, a impedância de um transdutor hidroacústico varia bastante com a frequência, de forma que deve-se ter cautela na utilização de tais dispositivos. Uma alternativa é a utilização de casadores de impedância, que tornam a resposta em frequência mais plana e a operação dos transdutores mais segura.

2.2 Arranjos de Sensores

Um arranjo de sensores é um conjunto de elementos dispostos segundo algum padrão geométrico ou obedecendo a alguma regra de formação. Os sensores podem ser quaisquer dispositivos que convertam, na maioria dos casos, uma determinada forma de energia em energia elétrica, para posterior processamento por sistemas eletrônicos que têm a função de combinar os sinais em prol de determinado fim, sendo abaixo citados alguns objetivos:

- a) detecção de um sinal de interesse na presença de ruído e sinais interferentes;
- b) detecção de sinais provenientes de múltiplas direções;
- c) estimação das direções de chegada (DOA) de múltiplos sinais;
- d) possibilidade de estimar temporal e espacialmente os sinais; e
- e) direcionamento da transmissão de sinais para locais específicos.

Para cumprir seu objetivo, os sensores de um arranjo são dispostos obedecendo a algum padrão geométrico ou regra de formação, podendo ter distribuição em linha (uma dimensão), planar (duas dimensões) e volumétrica (três dimensões) conforme mostrado na Figura 4.



FIGURA 4. Padrões geométricos de arranjos de sensores: linear, planar e volumétrico respectivamente (TREES, 2002).

Seja qual for a distribuição dos sensores, a teoria de arranjos se baseia nas seguintes premissas básicas:

a) as ondas que incidem no arranjo são planas;

- b) o sinal de interesse é coerente nos diferentes sensores; e
- c) o ruído nos sensores é descorrelacionado.

A Figura 5 ilustra uma onda plana incidindo sobre um arranjo de sensores.





Como os sensores se encontram em posições diferentes no espaço, a onda alcançará os pontos em instantes de tempo diferentes, e por conseguinte, os sinais induzidos possuirão retardos entre si, como pode ser visto no exemplo da Figura 6.





Podemos modelar a situação apresentada da seguinte maneira, utilizando a origem do sistema de coordenadas como referência:

- $\overrightarrow{p_n}$ posição dos sensores
- \vec{k} número de onda
- d_n distância normal da frente de onda até os pontos, ou seja, $d_n = \frac{\vec{k}}{\|\vec{k}\|} \cdot \vec{p}_n$

 τ_n - retardo em relação à origem, ou seja, $\tau_n = \frac{d_n}{c}$, onde "*c*" é a velocidade de propagação da onda

Portanto, se o sinal na origem é f(t), representamos os sinais nos demais sensores por $f(t - \tau_n)$.

O processamento de sinais do arranjo obedece ao esquema mostrado na Figura 7, ou seja, cada sinal é aplicado a um sistema com resposta impulsiva $h_n(t)$, e em seguida os sinais são somados, onde na saída do sistema tem-se apenas um sinal representativo do que se pretende medir.



FIGURA 7. Esquema de processamento de sinais de um arranjo de sensores.

Chamando $g_n(t) = f(t - \tau_n)$, temos como resultado

$$y(t) = \sum_{n=1}^{N} \int_{-\infty}^{\infty} g_n(\tau) \cdot h(t-\tau) d\tau.$$

No domínio da frequência, temos $Y(\omega) = \sum_{n=1}^{N} G_n(\omega) H_n(\omega)$, que pode ser rescrita como $Y(\omega) = F(\omega) \sum_{n=1}^{N} H_n(\omega) e^{-j\omega\tau_n}$.

Mas, $\omega \tau_n = \omega \frac{d_n}{c}$. Como $d_n = \frac{\overline{p_n} \cdot \vec{k}}{k}$, então $\omega \tau_n = \frac{\omega}{c} \frac{\overline{p_n} \cdot \vec{k}}{k}$. Como $c = \frac{\omega}{k}$, então $\omega \tau_n = \overline{p_n} \cdot \vec{k}$. Fazendo $\vec{k} = k \cdot \vec{u}$, onde \vec{u} é o versor na direção e sentido de \vec{k} , temos $\omega \tau_n = k \cdot \overline{p_n} \cdot \vec{u}$.

Decompondo \vec{u} , que encontra-se em coordenadas esféricas, nos eixos *x*,*y*,*z*, sendo " θ " o ângulo com o eixo "z", temos

$$u_x = sen(\theta) \cos(\phi)$$

$$u_y = sen(\theta) \sin(\phi)$$

$$u_z = \cos(\theta)$$

e sabendo que $\overrightarrow{p_n} = (x_n, y_n, z_n)$, temos finalmente

$$\omega \tau_n = k[x_n \operatorname{sen}(\theta) \cos(\phi) + y_n \operatorname{sen}(\theta) \sin(\phi) + z_n \cos(\theta)]$$

que nos leva à expressão final

$$Y(\omega) = F(\omega) \sum_{n=1}^{N} H_n(\omega) e^{-jk[x_n \operatorname{sen}(\theta) \cos(\phi) + y_n \operatorname{sen}(\theta) \sin(\phi) + z_n \cos(\theta)]}.$$

Como um dos objetivos deste trabalho é o projeto e construção de um arranjo linear, os sensores serão dispostos somente no eixo dos "z", simplificando a equação anterior para

$$Y(\omega) = F(\omega) \sum_{n=1}^{N} H_n(\omega) e^{-jkz_n \cos(\theta)}$$

A Figura 8 ilustra a configuração do arranjo linear.



FIGURA 8. Configuração do arranjo linear.

Particularizando a equação anterior para um arranjo linear de oito sensores igualmente espaçados da distância "d", temos

$$Y(\omega) = F(\omega) \sum_{n=1}^{8} H_n(\omega) e^{-jk\left(\frac{9}{2}-n\right)d\cos(\theta)}$$

A parcela em destaque é denominada de resposta em frequência $(H(\omega))$ e número de onda (k) do arranjo.

Para sinais modulados em que a frequência da portadora é muito maior do que a banda do sinal, ou seja, a razão $\frac{B}{f_c} \ll 1$, podemos aproximar $H_n(\omega) = H_n(\omega_c)$. Isso nos permite substituir $H_n(\omega)$ por números complexos ou pesos, representados pela letra "w", que significa "weight" do inglês. Além disso, o número de onda estará fixo na frequência da portadora.

A utilização de sinais de banda estreita faz com que a resposta em frequência e número de onda seja reduzida a "pesos" que atuam na amplitude e fase dos sinais de entrada, tendo o arranjo somente uma resposta direcional em função de " θ ", que chamamos de "Beampattern" e representamos por $B(\theta)$.

Como neste trabalho utilizaremos somente sinais de banda estreita, veremos mais adiante que essa resposta direcional nos permitirá determinar a direção de chegada dos sinais no arranjo.

A partir de agora, serão apresentadas três situações em que os pesos são variados.

1º caso) $w_n = 1$, o arranjo mostrado na Figura 9 é chamado de UWLA ("Uniformly Weighted Linear Array") ou Arranjo Linear com Pesos Uniformes, cujo processamento se resume a somar os sinais dos sensores. A saída é normalizada dividindo-se o sinal resultante pelo número de sensores.



FIGURA 9. "Uniformly Weighted Linear Array".

Com
$$w_n = 1$$
, temos $B(\theta) = \frac{1}{8} \sum_{n=1}^{8} e^{-jk\left(\frac{\theta}{2} - n\right) d \cos(\theta)}$.

O valor de "d" em $B(\theta)$ irá influenciar diretamente na resposta direcional do arranjo. Para valores menores que " $\lambda/2$ ", o arranjo tenderá a uma resposta direcional com lóbulo principal mais largo. Para valores maiores que " $\lambda/2$ ", existe o aparecimento de outros lóbulos ("grating lobes") com valores de pico iguais ao do lóbulo principal. Esta situação é análoga ao problema de "aliasing" na amostragem de sinais no domínio do tempo (TREES, 2002).

Desta forma, neste trabalho e nos demais exemplos foi adotada a distância entre sensores igual a $\lambda/2$. As respostas direcionais são mostradas na Figura 10.



FIGURA 10. "Beampattern" para d = $\lambda/10$, $\lambda/2$ e λ .

2º caso) Da mesma forma que no domínio do tempo são utilizadas janelas ("windowing") para a redução dos lóbulos laterais do espectro de um sinal, os lóbulos laterais do "beampattern" de um arranjo podem ser reduzidos pela multiplicação dos sinais por "pesos" reais que sejam amostras de alguma "janela". Tal técnica é chamada de "weighting". No primeiro caso, os pesos foram todos iguais a um, equivalendo a uma janela retangular. A Figura 11 mostra o esquema do processamento de sinais. A Figura 12 mostra o "beampattern" com a aplicação de pesos cujos valores são amostras de uma janela do tipo Hanning. A Figura 13 mostra os valores das citadas amostras.

FIGURA 11. Esquema do processamento de sinais.



FIGURA 12. "Beampattern" com a aplicação de "weighting"



FIGURA 13. Pesos tipo Hanning.

Apesar de termos diminuído os lóbulos laterais, em contrapartida aumentamos o lóbulo principal, diminuindo assim a resolução espacial do arranjo.

3º caso) Podemos também utilizar pesos complexos que alterem as fases dos sinais de entrada. Deve-se lembrar que as fases inicias dos sinais estão associadas às diferentes posições dos sensores. Ao inserir novas fases, podemos fazê-lo de forma que o "beampattern" aponte para direções diferentes do eixo principal, que é chamado de "broadside". Fazemos isso inserindo fases que sejam o complexo conjugado das fases impostas pela geometria do arranjo na direção de interesse. O deslocamento do lóbulo principal chama-se "beam steering".

$$B(\theta) = \frac{1}{8} \sum_{n=1}^{8} w_n^* e^{-j\pi \left(\frac{9}{2} - n\right) \cos(\theta)}$$

Façamos $w_n^* = w_n e^{j\pi \left(\frac{9}{2} - n\right)\cos(\theta_T)}$, onde θ_T é a direção de interesse. Vamos escolher como exemplo a direção de 60°. A Figura 14 mostra os "beampatterns" resultantes, com e sem "weighting".



FIGURA 14. "Beampatterns" com aplicação de "steering" com e sem "weighting.

Concluindo, vimos nesta revisão como ocorre, em linhas gerais, o processamento de sinais de um arranjo linear de sensores, e a capacidade de diminuir os lóbulos laterais e deslocar o lóbulo principal numa direção de interesse. As técnicas apresentadas serão utilizadas no processamento de sinais de comunicações.

2.3 Direção de Chegada (DOA)

Conforme vimos no 3º caso da seção anterior, podemos realizar um "beam steering", ou seja, fazer o lóbulo principal de um "beam pattern" apontar para uma direção de interesse, de forma que o arranjo "escute" melhor nessa direção, em detrimento das demais.

Com isso, se fizermos vários "beam steerings" e computarmos para cada direção a intensidade de sinal recebida, podemos, ao final do processo, com base no sinal mais forte, determinar a direção em que uma onda plana incide no arranjo.

Porém, na prática estimar a direção de chegada é mais complexo, pois normalmente o número de sinais incidindo no arranjo simultaneamente é desconhecido, cada um proveniente de direções desconhecidas e com amplitudes desconhecidas, além do fato dos sinais estarem sempre contaminados por mais ou menos ruído. Nesse contexto, existem várias abordagens para o problema da determinação da DOA, cada qual com suas especificidades. Alguns algoritmos são ilustrados na Figura 15.



FIGURA 15. Alguns algoritmos de DOA.

Para o desenvolvimento do trabalho, foi escolhido o algoritmo MUSIC (Multiple Signal Classification), proposto por Schmidt em 1979 (SCHMIDT, 1986) como um método para a determinação de DOA em ambiente ruidoso, largamente estudado, é provavelmente um dos mais utilizados na área, inclusive recomendado pelo "MIT`s Lincoln Laboratory".

Começamos a apresentar o MUSIC escrevendo a entrada de um arranjo de M sensores como a combinação linear de L sinais contaminados por ruído como:

$$\begin{bmatrix} u_0(t) \\ u_1(t) \\ \vdots \\ u_{M-1}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0(\phi_0) & \dots & a_0(\phi_{L-1}) \\ a_1(\phi_0) & \dots & a_1(\phi_{L-1}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{M-1}(\phi_0) & \dots & a_{M-1}(\phi_{L-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0(t) \\ s_1(t) \\ \vdots \\ s_{L-1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0(t) \\ n_1(t) \\ \vdots \\ n_{M-1}(t) \end{bmatrix} = A \, \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t)$$

onde

- $\boldsymbol{u}(t) = [u_0(t) \quad u_1(t) \quad \dots \quad u_{M-1}(t)]^T$, são os sinais na saída de cada sensor
- $a(\phi_m) = [a_0(\phi_m) \ a_1(\phi_m) \ \dots \ a_{M-1}(\phi_m)]^T$, é o vetor "array manifold" que contém as fases espaciais do arranjo decorrentes de sua geometria
- $\mathbf{s}(t) = [s_0(t) \ s_1(t) \ \dots \ s_{L-1}(t)]^T$, são os L sinais incidentes no arranjo
- $\mathbf{n}(t) = [n_0(t) \quad n_1(t) \quad \dots \quad n_{M-1}(t)]^T$, é o ruído em cada sensor

Sabendo que u(t) são os sinais analógicos na saída dos sensores, ao amostrarmos esses sinais a cada T segundos, teremos {u(nT), n = 0, 1, ..., N - 1}, sendo N o número de amostras do sinal, a matriz de correlação espacial é dada por

$$\widehat{R}_{uu} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \boldsymbol{u}(nT) \boldsymbol{u}^{H}(nT) \cong AR_{ss}A^{H} + \sigma_{n}^{2}I.$$

O resultado acima mostra que a matriz de correlação possui duas parcelas: uma contendo a matriz de correlação somente referente ao sinal ($R_{ss} = E[ss^H]$) e a outra uma matriz de correlação somente referente ao ruído ($\sigma_n^2 I$).

O MUSIC é baseado na autodecomposição da matriz de correlação R_{uu} , ou seja, $\hat{R}_{uu}V = \Lambda V$.

•
$$V = [\boldsymbol{v}_0 \quad \boldsymbol{v}_1 \quad \dots \quad \boldsymbol{v}_{M-1}]$$
, são os autovetores

•
$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_{M-1} \end{bmatrix}$$
, são os autovalores

Esta decomposição resulta em dois subespaços: o dos sinais e o do ruído. Os maiores autovalores estão associados ao subespaço dos sinais e os menores autovalores associados ao subespaço do ruído.

A partir daí, obtemos o espectro espacial do MUSIC pela seguinte expressão

$$P(\phi) = \frac{1}{\boldsymbol{a}^{H}(\phi)\boldsymbol{V}_{n}\boldsymbol{V}_{n}^{H}\boldsymbol{a}(\phi)}$$

onde V_n é uma matriz contendo somente os autovetores correspondentes aos menores autovalores (ruído). A estimativa de DOA é dada pelos maiores picos de $P(\phi)$.

No entanto, o MUSIC é baseado na premissa de que os sinais incidentes no arranjo, das diferentes direções, não são coerentes ou fortemente correlacionados, o que faz com que a matriz de correlação R_{ss} satisfaça a condição de posto completo, que é a base da técnica de autodecomposição.

Infelizmente, no guia de ondas submarino os sinais oriundos do multipercurso são fortemente correlacionados, o que degrada severamente o desempenho do MUSIC. Para suplantar tal dificuldade, foi proposto por Evans et al (EVANS, JOHNSON e SUM, 1982) e expandido por Shan et al (SHAN, WAX e , Aug. 1985) a técnica chamada de "Spatial Smoothing (SS)" que se refere à realização de médias das matrizes de correlação de subarranjos idênticos sobrepostos. Esse método precisa que os sensores do arranjo sejam dispostos de forma periódica, que é o caso de um arranjo linear com sensores igualmente espaçados. A ideia é dividir o arranjo de M sensores em subarranjos de p sensores. A matriz de correlação resultante da média das matrizes de correlação dos subarranjos pode, agora, ser utilizada pelo MUSIC.

Neste trabalho, será utilizada a sigla MUSIC para denotar a técnica MUSIC com "Spatial Smoothing".

2.4 Modulação Digital

Inicialmente analógica, a motivação inicial do uso da modulação remonta à necessidade de transmitir informação num meio que não responde bem na faixa de frequências do sinal de origem.

Como exemplo, vamos analisar o caso da rádio difusão. Os sinais de áudio se encontram na faixa de 20 Hz a 20 kHz. Para transmitirmos estes sinais diretamente nessa faixa, precisaríamos de antenas da ordem de 10^4 a 10^7 m, o que é impraticável. Nesse caso, o canal não responde bem na faixa de áudio, por limitação do tamanho das antenas, cujas dimensões são diretamente proporcionais aos comprimentos de onda envolvidos. Se transmitíssemos os sinais na faixa de MHz ou GHz, poderíamos reduzir consideravelmente o tamanho das antenas, tornando o sistema exequível.

Nesse contexto, a modulação é a técnica utilizada para resolver esse problema, transladando a informação para uma faixa de frequências mais alta com o objetivo de atender às características do canal. A Figura 16 exemplifica a translação de frequências para a faixa de MHz. Chamamos m(f) de sinal modulante e M(f) de sinal modulado.



FIGURA 16. Translação em frequência.

No caso de sistemas acústicos, um segundo exemplo seria a translação das frequências do sinal de origem para a faixa de frequências que os transdutores respondem melhor. A Figura 17 ilustra como exemplo a maior resposta de transmissão

do projetor ITC 1001 em frequências no entorno de 18kHz (Spherical hydrophone - ITC 1001).



FIGURA 17. Resposta de transmissão do projetor ITC 1001.

Desta forma, a translação em frequência é realizada alterando-se com o sinal de origem uma ou mais propriedades de um sinal de alta frequência, chamado de portadora. Tais propriedades podem ser sua amplitude, fase ou frequência, conforme mostrado na Figura 18.



FIGURA 18. Variação da amplitude, frequência e fase.

Existem diferentes técnicas de modulação e cada uma tem suas vantagens e desvantagens. Podemos ilustrar no caso da radiodifusão analógica, a diferença de qualidade entre os sinais AM, que usa modulação em amplitude, dos sinais FM, que usam modulação em frequência. A melhora tem um custo: o sinal FM ocupa uma banda

de frequências maior, além da eletrônica da recepção ser mais complexa, que resulta num custo maior do receptor.

Nos sistemas digitais, estamos interessados na transmissão de informações que fazem parte de um alfabeto finito de símbolos. No caso de comunicação utilizando a língua portuguesa, o alfabeto é composto de 26 símbolos. No caso da linguagem binária utilizada pelos computadores, o alfabeto é composto por somente 2 símbolos, o bit 0 e o bit 1.

Portanto, de forma semelhante à modulação analógica, na modulação digital as propriedades da portadora são alteradas agora com base em um sinal digital, destacando-se algumas vantagens do seu uso: melhor qualidade das comunicações, maior capacidade de transporte de informação e melhor segurança na transmissão de dados (HEWLETT-PACKARD COMPANY, 1997).

As principais modulações usadas em comunicações digitais são ASK, PSK, FSK e QAM, dentre as quais a FSK, por ser utilizada neste trabalho, será apresentada na seção seguinte.

2.4.1 Modulação FSK

A modulação FSK é conhecida por ser robusta e de mais fácil detecção (STOJANOVIC). Por esse motivo ela tem sido amplamente usada nas pesquisas de comunicações acústicas submarinas pelo mundo, apesar de ter um ponto negativo: maior consumo de banda.

Normalmente, nos referimos aos esquemas de modulação digital com a letra M na frente que significa o número de símbolos usados. Exemplificando para a modulação 2-FSK:

 a) representação do bit 1 – portadora de frequência *f1* modulada por um pulso retangular, conforme mostrado na Figura 19.



FIGURA 19. Símbolo que representa o bit 1.

 b) representação do bit 0 – portadora de frequência *f2* modulada por um pulso retangular, conforme mostrado na Figura 20



FIGURA 20 Símbolo que representa o bit 0.

Uma exigência da modulação FSK é que as portadoras que compõem o sinal sejam múltiplas da taxa de transmissão (R_b) para que não haja salto de fase e a transição de um símbolo para outro seja contínua. Como exemplo, vamos considerar duas situações para $R_b = 100$ bps: a primeira f1 = 500 Hz e f2 = 700 Hz e a segunda f1 = 500 Hz e f2 = 750 Hz, mostradas nas Figuras 21 e 22.



FIGURA 21. Transição contínua entre símbolos.



FIGURA 22. Transição descontínua entre símbolos.

Pode ser observado na Figura 22 o salto de fase no sinal modulado.

Outro ponto importante a observar é a escolha do formato do pulso, que influencia diretamente na banda necessária para a sua transmissão. Observe o pulso retangular da Figura 23.





Como pode ser observado, o pulso retangular é um sinal de banda larga, ou seja, a sua transmissão demanda um canal também de banda larga. A questão de ordem prática é que normalmente os canais são limitados em frequência, seja pela resposta do próprio sistema, seja por fracionamento de banda no caso de telecomunicações. Como exemplo, observemos novamente a resposta em frequência do projetor ITC 1001 constante da Figura 16. O projetor responde melhor em frequências no entorno de 18 kHz, porém responde não tão bem para frequências mais afastadas. Como resultado, o pulso é distorcido após a transmissão.

A solução é trabalhar com pulsos que possuam menor energia nos lóbulos laterais. A Figura 24 contém um exemplo utilizando pulso do tipo "Hanning".



FIGURA 24. Portadora de 18 kHz modulada por pulso do tipo "Hanning" e espectro.

Observando a Figura 24, fica claro que o formato do pulso diminuiu a energia nos lóbulos laterais. Existem vários tipos de pulsos que podem ser escolhidos, cada um com vantagens e desvantagens.

Diante do exposto, este trabalho será desenvolvido utilizando o pulso do tipo "Hanning", por apresentar boa resolução em frequência.

2.4.2 Taxa de Erro de Bit (BER)

Num sistema de comunicação digital, a taxa de erro de bit ou "bit error rate (BER)" é a razão do número de bits errados pelo total de bits transmitidos por intervalo de tempo, em função de *Eb/N0*.

A relação *Eb/N0* é o análogo nos sistemas digitais da SNR nos sistemas analógicos. Nos sistemas analógicos:

 $SNR = \frac{P_s}{P_n}$, onde P_s é a potência do sinal e P_n a potência de ruído. Mas $P_n = N0.B$, onde N0 é a densidade espectral de potência de ruído e B a banda do sinal. Fazendo as substituições, obtemos $SNR = \frac{P_s}{N0.B}$ que é uma relação adimensional normalmente expressa em dB. Nos sistemas digitais:

 $P_s = R_b.Eb$, onde R_b é a taxa de transmissão dada em bps e Eb a energia por bit dada em $\frac{J}{bit}$. Fazendo as substituições, obtemos $\frac{Eb}{N0} = \frac{P_s}{N0.Rb}$ com unidade de medida $\frac{W}{W\frac{bit}{Hz}\frac{bit}{s}}$, que simplificando obtemos $\frac{1}{bit}$. Em dB temos como unidade de medida $\frac{dB}{bit}$ ou $\frac{SNR}{bit}$. Visando a quantificar o desempenho de um sistema digital, são levantadas curvas de BER x Eb/N0. A Figura 25 ilustra uma curva teórica para a modulação FSK com detecção não coerente, que é dada por $\frac{1}{2}e^{-\frac{Eb/N0}{2}}$.



FIGURA 25 Exemplo de curva BER x Eb/N0 para modulação FSK.

2.5 Diversidade

Antes de falar de diversidade, é necessário explicar o conceito de "fading" ou desvanecimento. O desvanecimento acontece quando cópias do sinal chegam ao receptor por múltiplos caminhos. Nesse processo, as diferentes cópias ou suas componentes em frequência experimentam atenuação e desvios de fase diferentes. O sinal resultante é a soma de todas as cópias, que acarreta em distorção de sinal. A Figura 26 ilustra um diagrama de traçado de raios produzido pelo software de simulação acústica "Bellhop". As Figuras 27 e 28 ilustram para a mesma simulação as múltiplas chegas e suas respectivas direções.



FIGURA 26. Multipercurso.



FIGURA 27. Instantes das múltiplas chegadas.



FIGURA 28. Direções das múltiplas chegadas.

Além disso, cada ponto no espaço experimenta distorções e atenuações diferentes que também variam com o tempo. A Figura 29 exemplifica uma situação real de sinal transmitido e recebido num arranjo linear de oito sensores instalado na vertical.



FIGURA 29. Variação de sinal na vertical.

Ao se observar a Figura 29, pode-se perceber que o nível de sinal na posição do símbolo em vermelho está diminuindo. Esse desvanecimento pode ser tão forte a ponto do sinal ficar bem abaixo do nível de ruído.

Vamos exemplificar matematicamente essa situação com um sinal puramente senoidal.

 $s(t) = Acos(2\pi ft + \theta)$ - sinal transmitido

 $y(t) = A \sum_{i=1}^{N} a_i \cos(2\pi f t + \theta_i)$ - sinal recebido, sendo a_i e θ_i variáveis aleatórias correspondentes à atenuação e fase respectivamente.

Rescrevendo y(t) temos:

$$y(t) = A \sum_{i=1}^{N} a_i [\cos(2\pi f t) \cos(\theta_i) - \sin(2\pi f t) \sin(\theta_i)], \text{ ou ainda}$$
$$y(t) = A[(\sum_{i=1}^{N} a_i \cos(\theta_i)) \cos(2\pi f t) - (\sum_{i=1}^{N} a_i \sin(\theta_i)) \sin(2\pi f t)]$$

Pelo teorema do limite central, o resultado das parcelas entre parêntesis são variáveis aleatórias gaussianas que serão chamadas de $X_1 = \sum_{i=1}^{N} a_i \cos(\theta_i)$ e $X_2 = \sum_{i=1}^{N} a_i \sin(\theta_i)$, então rescrevendo temos:

$$y(t) = A[X_1(t)\cos(2\pi ft) - X_2(t)\sin(2\pi ft)].$$

Tratando fasorialmente, temos:

$$y(t) = A[X_1(t)\cos(2\pi f t) - X_2(t)\cos(2\pi f t - 90^o)]$$
, ou ainda

 $y(t) = A[X_1(t)\cos(2\pi ft) + X_2(t)\cos(2\pi ft + 90^o)]$. A Figura 30 mostra a soma das senóides representada fasorialmente.



FIGURA 30. Representação fasorial da soma das senóides

Pode-se observar pela Figura 30 que $R(t) = \sqrt{X_1(t)^2 + X_2(t)^2}$ e $\theta(t) = tan^{-1}\left(\frac{X_2(t)}{X_1(t)}\right)$, resultando em $y(t) = A R(t) \cos[2\pi f t + \theta(t)]$.

Como os fasores $X_1(t)$ e $X_2(t)$ variam aleatoriamente, R(t) e $\theta(t)$ também irão variar aleatoriamente.

Como $X_1(t)$ e $X_2(t)$ possuem distribuição gaussiana, pode-se mostrar que R(t) possui distribuição de Rayleigh e $\theta(t)$ possui distribuição uniforme.

O problema da variação de fase pode ser contornado utilizando, por exemplo, modulação diferencial. Contudo, a variação de R(t), ou seja, a variação de amplitude degrada severamente o sinal de comunicação. Vide o exemplo mostrado na Figura 31 que ilustra a variação de atenuação de um sinal em função da distância, sendo que o mesmo ocorre em função do tempo.



FIGURA 31. Variação de sinal devido aos efeitos de multipercurso.

Se a amplitude do sinal varia, o valor de Eb/N0 também varia. Contudo, podemos assumir que o desvanecimento permanece constante, pelo menos no tempo do símbolo.

<u>Eb/N0 instantâneo e médio</u> - o valor instantâneo de *Eb/N0* é dado por $\gamma_b = R^2 \frac{Eb}{N0}$.

Como *R* tem distribuição de Rayleigh, γ_b tem distribuição chi-quadrada. Podemos calcular o valor médio de Eb/N0 como $\overline{\gamma_b} = E\{R^2\}\frac{Eb}{N0}$.

<u>Probabilidade de Erro de Bit instantânea e média</u> – conforme mostrado na Figura 25, a probabilidade de erro de bit da modulação FSK com detecção não-coerente é dada por $P_e = \frac{1}{2}e^{-\frac{Eb/N_0}{2}}$. A probabilidade de erro instantânea é dada por $P_e = \frac{1}{2}e^{-\frac{\gamma_b}{2}}$. Podemos calcular a P_e média como $\overline{P_e} = \int_0^\infty P_e f_{\gamma_b} d\gamma_b$, onde f_{γ_b} é a função densidade de probabilidade de γ_b , que resulta em $\overline{P_e} = \frac{1}{(\overline{\gamma_b}+2)}$.

Portanto, comparando:

$$P_e = \frac{1}{2}e^{-\frac{ED/N_0}{2}}, \text{ sem multipercurso.}$$
$$P_e = \frac{1}{\left(\frac{ED}{N_0} + 2\right)}, \text{ com multipercurso.}$$

A Figura 32 ilustra as duas curvas.


FIGURA 32. Efeito do multipercurso na probabilidade de erro de bit.

Pode-se observar na Figura 32 que é necessário muito mais potência para se ter a probabilidade de erro de bit nos níveis de um ambiente sem multipercurso.

Uma das formas mais eficientes e simples de combater os efeitos do desvanecimento é por meio da diversidade, pois ela explora a natureza aleatória da propagação. O conceito por de trás é relativamente simples. Pensando em desvanecimento espacial: se num ponto no espaço o desvanecimento está forte, num segundo ponto suficientemente afastado do primeiro o desvanecimento estará mais fraco, conforme ilustrado na Figura 33.



FIGURA 33. Desvanecimento em pontos distintos e afastados.

Portanto, com mais de um ponto de medida, pode-se, por exemplo, escolher a cada instante o sinal que está mais forte.

Além da diversidade espacial, podemos ter diversidade no tempo, nas frequências das portadoras etc.

A diversidade no espaço pode ser trabalhada com múltiplos projetores e/ou hidrofones.

Conforme apresentado, o objetivo da diversidade espacial é a combinação dos diferentes sinais de um conjunto de sensores, com a finalidade de melhorar a relação sinal-ruído (SNR) na recepção. O conjunto de técnicas utilizadas na combinação destes sinais é chamado de "Diversity Combining".

Por fim, no caso deste trabalho, serão utilizados apenas um projetor e oito hidrofones constantes de um arranjo linear, cujos sinais serão processados usando as seguintes técnicas: "select diversity", " beamforming" do tipo "delay and sum (DAS)" sem "steering" e " beamforming" do tipo "delay and sum (DAS)" com "steering" realizado símbolo a símbolo.

3 CONTRUÇÃO DO ARRANJO DE SENSORES

A construção do arranjo se baseou na utilização de um hidrofone direcional desativado cedido pela Marinha do Brasil, com aproximadamente quarenta anos de fabricação.

3.1 Configuração Original do Hidrofone

O hidrofone, em sua configuração original, possuía um arranjo de quinze cerâmicas piezoelétricas dispostas em linha, sendo as cerâmicas ligadas de cinco em cinco em série e os três conjuntos em paralelo, o que resultava em apenas dois fios de saída, conforme mostrado na Figura 34.



FIGURA 34. Configuração original do hidrofone direcional.

Cada cerâmica encontrava-se posicionada no interior de uma estrutura metálica, que comprimia anéis de borracha instalados nas suas extremidades, mantendo fixa a posição das cerâmicas. A estrutura metálica, por sua vez, encontrava-se instalada no interior de um tubo de borracha, e o conjunto preenchido com óleo. A Figura 35 ilustra o corte longitudinal de uma seção do arranjo.



FIGURA 35. Configuração original de instalação das cerâmicas.

3.2 Projeto do Arranjo

O projeto do arranjo se baseou na premissa de realizar o processamento dos sinais de cada cerâmica de forma independente e se dividiu em duas partes: mecânica e eletrônica.

3.2.1 Escolha do número de cerâmicas

O número de cerâmicas escolhido para a nova configuração do arranjo levou em consideração testes realizados com um arranjo de microfones de oito canais, que mostrou boa resolução de direção no cálculo de DOA. A Figura 36 ilustra o arranjo de microfones utilizado.



FIGURA 36. Arranjo de microfones.

Considerando as restrições de quantidade de canais dos equipamentos de aquisição de dados disponíveis para o trabalho e os bons resultados com o arranjo de microfones, decidiu-se pelo projeto de um arranjo de hidrofones de oito canais, que possui lóbulo principal um pouco mais largo, menos sensível às variações de DOA impostas pelo canal.

3.2.2 Mecânica

A Figura 37 mostra a configuração original do hidrofone e a configuração pretendida. O projeto mecânico se concentrou na construção de uma caixa estanque para acomodação da eletrônica do arranjo e a sua fixação na estrutura original, para aplicações até 10 m de profundidade.





A caixa estanque foi construída utilizando peças de nylon maciças trabalhadas em torno mecânico e fixadas à estrutura metálica por meio de um "nipple" de aço inoxidável. Para a vedação da caixa, no local de abertura foi instalado um sistema do tipo "o-ring" e na junção com a estrutura metálica do arranjo foram usados cola "trava-rosca", massa epóxi e silicone para uso marítimo.

No topo da caixa foi instalado um bico de aço inoxidável para fixação de uma mangueira externa, com a finalidade de acomodar e proteger os cabos de sinais e alimentação até o local de aquisição de dados, normalmente uma embarcação. A Figura 38 ilustra a estrutura mecânica finalizada.



FIGURA 38. Estrutura mecânica do arranjo finalizada.

3.2.3 Eletrônica

No que se refere à eletrônica do arranjo, foi considerada a premissa de que os sinais gerados pelas cerâmicas seriam transmitidos de forma analógica até o equipamento de aquisição de dados situado na embarcação, a até 18 m de distância, utilizando cabo de cobre do tipo multipares.

Devido às características da estrutura mecânica, as oito cerâmicas (8 canais) foram dispostas equidistantes umas das outras a cada 10,5 cm, que corresponde à metade do comprimento de onda na frequência de aproximadamente 7240 Hz para uma

velocidade do som de 1520 m/s (a escolha desse valor de frequência é justificada no Apêndice "A").

No entanto, devido aos baixos níveis de tensão produzidos pelas mesmas, da ordem de "mV" ou até " μ V", decidiu-se pelo uso de circuitos pré-amplificadores de tensão, pois, caso contrário, os baixos níveis de tensão poderiam resultar em medidas incorretas pelo sistema de aquisição de dados, seja por problemas de faixa dinâmica, seja devido à contaminação por ruído na transmissão dos sinais.

3.2.3.1 Projeto do circuito pré-amplificador

O projeto do circuito pré-amplificador levou em consideração as seguintes premissas:

- a) frequência central do arranjo 7240 Hz;
- b) necessidade de proteção contra saturação;
- c) ganho da ordem de 50 dB; e
- d) transmissão do sinal de forma balanceada visando a rejeitar o ruído de modo-comum.

3.2.3.1.1 Proteção contra saturação

A proteção contra saturação teve a finalidade de evitar que o amplificador saturasse devido a excessivos níveis de tensão de entrada.

O local de testes objeto deste trabalho foi a região de Arraial do Cabo, especialmente o entorno das Praias dos Anjos e do Forno e Ilha do Cabo Frio. Na Praia dos Anjos existe grande atividade de embarcações, atracação e desatracação, além da presença da indústria naval que resulta em elevados níveis de ruído.

A proteção contra saturação foi realizada por meio da instalação de filtros passa-alta antes da etapa de pré-amplificação. Foram instalados dois filtros ativos Sallen-key de 2^a ordem, um para cada terminal da cerâmica piezoelétrica, com frequência de corte em 4093,02 Hz. A Figura 39 mostra o esquema do filtro, a função de transferência e a resposta em frequência.



FIGURA 39. Esquema do filtro passa-alta, função de transferência e resposta em frequência respectivamente.

3.2.3.1.2 Testes do filtro em bancada

O filtro foi montado e testado em "protoboard". A Figura 40 mostra o resultado prático obtido com osciloscópio Tektronix TDS2004B na função "FFT", utilizando um sinal "chirp" de entrada de 0 a 10kHz.



FIGURA 40. Teste do filtro passa-alta em bancada.

Ao comparar as Figuras 39 e 40, pode-se observar a coerência entre os resultados teórico e prático.

3.2.3.1.3 Etapa de pré-amplificação

A etapa de ganho de tensão foi implementada utilizando o amplificador de instrumentação INA128 da Texas Instruments conforme mostrado na Figura 41, com ganho dado pela equação $G = 1 + \frac{50k\Omega}{R_c}$.



FIGURA 41. Circuito pré-amplificador.

Foi utilizada resistência de ganho (R_G) de 330 Ω com 5% de tolerância, resultando num ganho teórico de 43,67 dB.

3.2.3.1.3.1 Testes dos pré-amplificadores em bancada

Os resultados serão apresentados na seção seguinte.

3.2.3.1.4 Transmissão do sinal de forma balanceada

Após a saída do pré-amplificador, foi implementado um circuito do tipo "BALUN" (do inglês balanced / unbalanced) composto de um amplificador operacional inversor de tensão, com o objetivo de minimizar a presença de sinais espúrios na etapa de transmissão, chamados de modo comum, quando da sua leitura por equipamento de aquisição de dados com entrada diferencial. A Figura 42 ilustra o circuito resultante.



FIGURA 42. Circuito de saída balanceada.

Exemplificando o funcionamento de acordo com a Figura 42:

Tensão no pino $1 = V_s$ Tensão no pino 2 = 0 volts (terra) Tensão no pino $3 = V_s$ Tensão no pino $4 = -V_s$

Inicialmente pode-se observar que o BALUN possui ganho de 6dB, pois na entrada a diferença de potencial é de V_s volts, enquanto que na saída é de $2V_s$ volts.

No que se refere à rejeição ao ruído, observe a Figura 43.



FIGURA 43. Transmissão balanceada.

Representando os sinais espúrios induzidos na transmissão por V_n , o ruído terá a mesma fase nos dois fios (situação ideal), enquanto que o sinal possui diferença de fase de 180° . Exemplificando:

Tensão no pino $5 = V_s + V_n$

Tensão no pino $6 = -V_s + V_n$

O sinal lido pelo equipamento de aquisição de dados será a diferença de potencial entre os pinos 5 e 6, ou seja

$$V_{s} + V_{n} - (-V_{s} + V_{n}) = 2V_{s}$$

Observamos que a percela V_n desaparece, ou seja, é rejeitada pelo uso do BALUN combinado com equipamento de aquisição de dados com entrada diferencial.

Desta forma, devemos somar ao ganho do pré-amplificador 6dB referente ao BALUN, resultando em 43,67 + 6 dB = 49,67 dB.

3.2.3.1.5 Testes do ganho de tensão em bancada

Os testes de ganho de tensão foram realizados em "protoboard" de acordo com o esquema final do circuito eletrônico mostrado na Figura 44.



FIGURA 44. Esquema do circuito eletrônico final de cada canal.

A eletrônica de um canal do arranjo inclui dois filtros passa-alta, pré-amplificador e BALUN. A Tabela 1 mostra os resultados de medidas realizadas em três frequências diferentes, onde " V_p in" é a tensão de pico na entrada dos filtros e " V_p out" é a tensão de pico na saída do BALUN.

	ganho dos canais									
		6,5 kHz			7,0 kHz			7,5 kHz		
canal	V _p in (mV)	V _p out (V)	G (dB)	V _p in (mV)	V _p out (V)	G (dB)	V _p in (mV)	V _p out (V)	G (dB)	G médio
1	7,63	2,21	49,24	8,80	2,83	51,38	10,21	2,53	48,88	49,50
2	7,63	2,31	49,62	8,80	2,76	51,16	10,21	2,92	49,12	49,97
3	7,63	2,35	49,75	8,80	2,81	51,31	10,21	2,95	49,20	50,09
4	7,63	2,27	49,46	8,80	2,70	50,97	10,21	2,88	49,01	49,81
5	7,63	2,46	50,17	8,80	2,70	51,87	10,21	3,08	49 <i>,</i> 58	50,54
6	7,63	2,37	49,83	8,80	2,81	51,31	10,21	2,96	49,24	50,12
7	7,63	2,02	48,45	8,80	2,57	50,53	10,21	2,79	48,74	49,24
8	7,63	2,30	49,58	8,80	2,73	51,07	10,21	2,91	49,10	49,92

TABELA 1.Ganho dos canais.

3.2.4 Confecção das placas de circuito impresso

A confecção das placas de circuito impresso foi realizada artesanalmente e se dividiu em quatro etapas: desenho do "layout", transferência do "layout" para placa de

circuito impresso, corrosão da placa, soldagem dos componentes eletrônicos e testes de funcionamento.

3.2.4.1 Desenho do "layout"

O circuito foi montado em placa dupla-face. A Figura 45 ilustra os dois "layouts" obtidos utilizando o programa "Circuit Wizard".



FIGURA 45. "Layouts".

3.2.4.2 Transferência do "layout" para placa de circuito impresso

Os negativos dos "layouts" da Figura 45 foram impressos em folhas do tipo transparência e as placas cobertas com tinta fotossensível à luz ultravioleta, que após a sua irradiação, tornou as regiões expostas resistentes à etapa de corrosão, realizada utilizando percloreto de ferro.

3.2.4.3 Soldagem dos componentes eletrônicos

A Figura 46 ilustra os componentes eletrônicos soldados e as placas montadas em arranjo vertical.



FIGURA 46. Componentes eletrônicos soldados.

3.2.5 Preenchimento com óleo

Conforme mostrado no subitem 3.1, a estrutura metálica do arranjo é envolvida por um tubo de borracha com o interior preenchido com óleo, cuja finalidade é melhorar a condução da energia acústica da água para as cerâmicas piezoelétricas. Isso ocorre, pois a impedância acústica da borracha e do óleo são muito semelhantes a da água do mar, minimizando as perdas de energia por descasamento de impedância.

Ao desmontar o arranjo original, naturalmente perdeu-se um pouco de óleo, não sendo possível reutilizá-lo sem deixar espaços vazios no interior do arranjo, o que comprometeria seu funcionamento.

Com isso, o óleo original foi substituído por óleo de rícino que, da mesma forma, possui impedância acústica muito semelhante a da água do mar de acordo com (TIMME, 1972). A Figura 47 ilustra o preenchimento do interior do arranjo com óleo, realizado antes da instalação da eletrônica na caixa estanque.



FIGURA 47. Preenchimento do interior do arranjo com óleo.

3.2.6 Instalação da eletrônica na caixa estanque

A Figura 48 ilustra a instalação das placas de circuito impresso na caixa estanque.



FIGURA 48. Instalação da eletrônica na caixa estanque.

Após a instalação das placas, a construção do arranjo foi concluída. O produto final é mostrado na Figura 49.





3.3 Testes de aceitação do arranjo

Os testes de aceitação do arranjo foram realizados no Tanque Hidroacústico do Instituto de Pesquisas da Marinha (IPqM) situado na Ilha do Governador, RJ.

Foram realizados os seguintes testes:

- a) calibração dos hidrofones do arranjo; e
- b) obtenção da resposta direcional do arranjo.

3.3.1 Calibração dos hidrofone do arranjo

A calibração dos hidrofones foi realizada com base nas seguintes diretrizes:

- a) calibração por pulsos são transmitidos pulsos de amplitude conhecida e de duração o suficiente para que projetor e hidrofone operem fora do regime transitório. As medidas no hidrofone devem considerar apenas o sinal direto, livre de interferências provenientes de sinais refletidos nas paredes, no fundo ou na superfície do tanque;
- b) utilização de projetor calibrado; e
- c) distância (r) entre projetor e hidrofone suficiente para se trabalhar na região de campo distante ($kr \gg 1$), onde a pressão e a velocidade das partículas estão em fase, e na região de onda plana $\left(\frac{L^2}{\lambda}\right)$.

A Figura 50 exemplifica os pulsos transmitido e recebido (direto), os regimes transitório e permanente no hidrofone e as reflexões oriundas das condições de contorno do tanque.



FIGURA 50. Pulsos transmitido e recebido.



A Figura 51 ilustra a disposição do projetor e arranjo no tanque.

FIGURA 51. Disposição do projetor e hidrofone no tanque.

A Figura 52 ilustra uma foto no dia dos testes.



FIGURA 52. Dia da realização dos testes.

A calibração procura obter a sensibilidade do hidrofone relacionando a tensão elétrica produzida pelo mesmo em função da pressão acústica na sua face. Como o projetor é calibrado, a pressão acústica é calculada com base na equação

$$P = TR + 20\log V_p - 20\log R - \alpha R$$

onde: P - pressão na face do hidrofone em dB re 1µPa.

TR - resposta de transmissão do projetor dada em dB re µPa/V.

- V_p tensão rms de alimentação do projetor, que é igual a 0,707 vezes a tensão de pico do pulso em regime permanente.
- R distância entre projetor e hidrofone. A parcela 20logR se refere às perdas por espalhamento esférico do sinal. A parcela αR se refere à atenuação por absorção do sinal.

Com base no valor de *P* calculado e na tensão rms do pulso recebido, obtemos finalmente a sensibilidade do hidrofone com base na equação

$$S = 20 \log V_h - P$$

onde: S – sensibilidade.

 V_h – tensão rms no hidrofone, que é igual a 0,707 vezes a tensão de pico do pulso em regime permanente.

Para obtenção de uma curva de sensibilidade em função da frequência, o procedimento apresentado deve ser repetido tantas vezes quanto necessário, a fim de cobrir uma faixa de frequências de interesse com base na resolução desejada.

O IPqM possui um sistema que realiza as medidas e os cálculos apresentados de forma automática em função da frequência. Este sistema foi utilizado obtendo-se os resultados apresentados na Figura 53. As avaliações foram feitas com projetor e hidrofone na mesma linha horizontal, ou seja, o projetor foi deslocado na vertical para a realização das medidas de cada hidrofone.



FIGURA 53. Curvas de sensibilidade dos oito hidrofones do arranjo.

Na média, a sensibilidade na faixa de frequências objeto deste trabalho (6,5 a 8 kHz) ficou em -149 dB re V/ μ Pa, um resultado satisfatório, tendo em vista o uso de cerâmicas piezoelétricas com cerca de quarenta anos de fabricação, aliado ao fato de que -160 / -155 dB re V/ μ Pa são valores representativos de equipamentos comerciais novos.

3.3.2 Resposta direcional do arranjo

A resposta direcional foi obtida com o arranjo instalado no tanque na posição horizontal, preso a um eixo ligado a um motor com a finalidade de girá-lo 360°. A Figura 54 ilustra o dia dos testes.



FIGURA 54. Dia da realização dos testes.

A Figura 55 ilustra a disposição do projetor e arranjo no tanque.



FIGURA 55. Disposição do projetor e hidrofone no tanque.

A obtenção da resposta direcional obedeceu à seguinte metodologia de testes:

a) transmissão de pulsos análogos aos utilizados para calibração a cada
0,5 grau de rotação, utilizando escala angular constante do próprio motor conforme mostrado na Figura 56;





- b) distância (r) entre projetor e arranjo suficiente para se trabalhar na região de onda plana, ou seja, maior que $\frac{L^2}{\lambda}$, onde L é a maior dimensão do arranjo e λ o comprimento de onda (CLAY e MEDWIN, 1977);
- c) dos sinais recebidos, foram descartadas as reflexões no tanque; e
- d) em seguida foram somados os sinais dos oito canais para cada posição angular e registrado o valor obtido.

A Figura 57 ilustra o resultado prático obtido em comparação com a curva teórica.



FIGURA 57. Resposta directional prática e teórica.

Como se pode observar, a curva prática acompanhou bem a teórica no lóbulo principal e no que se refere ao decaimento dos lóbulos laterais. Contudo não foram observados os nulos, pois a sua ocorrência dependeria do espaçamento das cerâmicas e dos seus sinais serem perfeitamente iguais nos oito canais, além dos sensores serem omnidirecionais e livres de obstruções no espaço, o que na prática não ocorreu, estando relacionado:

> a) à sensibilidade dos canais que varia levemente conforme mostrado na Figura 53;

- b) ao espaçamento das cerâmicas de 105 mm \pm 1 mm; e
- c) à não omnidirecionalidade do conjunto cerâmica / estrutura do arranjo, cujos resultados práticos são mostrados na Figura 58, que contém a resposta direcional da cerâmica ilustrada em vermelho.



FIGURA 58. Resposta direcional de uma cerâmica do arranjo.

Procurou-se também levantar a resposta direcional do arranjo em função da frequência, mostrada na Figura 59.



FIGURA 59. Resposta direcional do arranjo em função da frequência.

A Figura 59 mostra duas propriedades do arranjo: maior direcionalidade e nível de sinal para frequências mais altas. Com isso, podemos observar a resposta em frequência do arranjo na Figura 60 referente à faixa de interesse.



FIGURA 60. Resposta em frequência do arranjo.

Pode-se observar na Figura 60, que na faixa de interesse a resposta do arranjo varia aproximadamente 3,1 dB em comparação à sua resposta em 7240 Hz.

3.3.2.1 Conclusão

Diante dos resultados apresentados, o arranjo foi considerado aceito e pronto para a realização de testes no mar.

4 EXPERIMENTOS

4.1 Configuração dos equipamentos

Esta seção apresenta os equipamentos utilizados e os esquemas de montagem dos sistemas de transmissão e recepção comuns a todos os experimentos.

4.1.1 Configuração da recepção

A configuração da recepção é mostrada na Figura 61.



FIGURA 61. Configuração da recepção.

4.1.1.1 Descrição do funcionamento

Basicamente a configuração da Figura 61 se resume à gravação dos sinais gerados pelo arranjo pelo equipamento de aquisição de dados Dash 8HF-HS. Para tanto o arranjo é alimentado por duas baterias, tendo em vista a utilização de amplificadores operacionais na eletrônica, assim como o Dash é alimentado por uma bateria de 60Ah por intermédio de um inversor de tensão. A referência elétrica foi estabelecida utilizando-se uma peça de aço imersa na água do mar e equalizado o potencial elétrico das partes. Decidiu-se pela alimentação do sistema com baterias visando à minimizar

possíveis contaminações por ruído provenientes da energia elétrica da própria embarcação.

4.1.2 Configuração da transmissão

A configuração da transmissão é mostrada na Figura 62.



- 1) gerador a diesel
- 2) laptop
- 3) módulo de saída analógica NI 9269
- 4) amplificador Crown CDI-6000
- 5) transformador elevador de tensão
- 6) régua de tomadas
- 7) osciloscópio Tektronix TDS2004B
- 8) projetor ITC 1001
- 9) peça de aço na água do mar
- 10) barramento de terra
- 11) aterramento (cabo de 1,5 mm²)

FIGURA 62. Configuração da transmissão.

4.1.2.1 Descrição do funcionamento

Os sinais provêm da execução de código em Matlab, que após enviados pela porta USB para o módulo de saída analógica NI 9269, são amplificados pelo amplificador Crown CDI-6000, cuja tensão máxima de saída é 140 Vrms. Como o projetor ITC1001 trabalha com níveis mais altos de tensão, o sinal é aplicado a um transformador elevador de tensão, cujas formas de onda na saída são monitoradas pelo osciloscópio Tektronix TDS2004B. A referência elétrica foi estabelecida utilizando uma peça de aço imersa na água do mar e equalizado o potencial elétrico das partes.

4.1.2.2 Testes do projetor ITC 1001

Diante da configuração de transmissão apresentada na Figura 62, o objetivo seguinte foi determinar o maior nível de sinal que poderíamos trabalhar com o projetor ITC1001, visando à realização de testes em distâncias da ordem de 1 a 2 km. A Figura 63 ilustra as especificações do equipamento, cuja potência de entrada alcança valores de 2000 W.



FIGURA 63. Especificações do projetor ITC1001.

De acordo com o site do fabricante, este nível de potência só pode ser utilizado com "duty cycle" menor que 10% e pulsos menores que 100 ms, além das restrições quanto à cavitação. Podemos observar então, que o dispositivo foi concebido para aplicações de sinais pulsados, como os "pings" de um sistema SONAR. Contudo, com os sinais de comunicação não se pode satisfazer a exigência de "duty cycle" dessa ordem, além dos sinais objeto desse trabalho possuírem duração da ordem de minutos. Diante do exposto, foi enviado um e-mail ao fabricante que informou o limite superior de 1000 V_{rms} para operação em modo contínuo, fixando assim o nível da fonte (SL) em aproximadamente

$$SL = 130 \ dB \ re \ \frac{\mu Pa}{V_{rms}} @1m + 20 log(1000) = 190 \ dB \ re \ 1\mu Pa \ @1m$$

na frequência de 7240 Hz, conforme resposta de transmissão do projetor mostrada na Figura 63.

No entanto, como garantir que o projetor estaria transmitindo esse nível de pressão acústica, haja vista o tempo de fabricação do equipamento da ordem de 20 anos? Não havia como garantir, e utilizá-lo nessas condições poderia resultar em medidas imprecisas de perdas na transmissão.

Desta forma, o projetor foi enviado ao IPqM para calibração, cujos resultados são apresentados na Figura 64.



FIGURA 64. Curva de calibração do projetor ITC1001.

Com base na Figura 64, podemos observar a resposta de transmissão real na frequência de 7240 Hz, igual a 129,11 *dB* re $\frac{\mu Pa}{V_{rms}}$ @ 1m, que confirmou o correto funcionamento do dispositivo.

A ação necessária seguinte era a fabricação de um transformador para elevar a tensão de 140 V_{rms} na saída do amplificador para 1000 V_{rms} . Felizmente, o IPqM dispunha de um transformador que poderia vir a ser utilizado, sendo necessário

confirmar a compatibilidade com o projetor. Para isso, foram realizadas análises de impedância com o equipamento Agilent 4294A. A Figura 65 mostra as curvas medidas de condutância e susceptância do projetor ITC1001.



FIGURA 65. Curvas de condutância e susceptância.







Pode-se observar na Figura 65 que as curvas medidas são coerentes com as especificações do fabricante, porém os valores de pico estão um pouco diferentes. Devemos lembrar que a impedância do projetor engloba as parcelas mecânica e elétrica, e tais diferenças podem estar associadas ao tempo de fabricação do equipamento.

Com base na Figura 66, obtemos um valor de $|Z| = 373,56 \Omega$, ou seja, o projetor possui elevada impedância de entrada comparada à impedância de saída do

amplificador que varia de 4 a 16 Ω . Nessas condições, o descasamento de impedância diminuiria 84,25% a transmissão de potência para o projetor, conforme ilustrado na Figura 67.



FIGURA 67. Transmissão de potência em função da impedância da carga.

O teste seguinte foi a instalação do transformador junto com o projetor, cujos resultados de resposta de impedância são mostrados na Figura 68.



FIGURA 68. Resposta de impedância TRAFO (IPqM) com ITC1001.

Conforme pode ser observado na Figura 68, o uso do transformador, que possui relação de espiras 1:7, com o projetor reduziu a impedância de entrada do conjunto para aproximadamente 8,26 Ω na frequência de 7240 Hz, permitindo assim o casamento de impedância com o amplificador.

Diante da aceitação do transformador e projetor, o próximo passo foi a transmissão de sinais no tanque do IPqM visando a observar o funcionamento do

conjunto. A curva em amarelo da Figura 69 ilustra a aplicação de 1000 V de pico no projetor.



FIGURA 69. Aplicação de 1000 V_p no projetor.

Concluídos os testes de funcionamento, o próximo passo foi o acondicionamento do transformador em uma caixa fechada de forma a minimizar possíveis baixas de isolamento, devido à proximidade dos equipamentos com o mar. A caixa fechada é ilustrada na Figura 70 e a caixa aberta na Figura 71.



FIGURA 70. Caixa fechada.



FIGURA 71. Caixa aberta.

Por fim, outra premissa dos experimentos: acompanhar as formas de onda no projetor, de forma a garantir a transmissão de sinais livres de distorções. Devido à falta de uma ponteira de osciloscópio 1:100, a solução foi instalar na caixa do transformador uma rede de resistores, conforme ilustrado na Figura 72, de maneira que a tensão medida fosse 1/10 da tensão total. Com isso, o conjunto ponteira do osciloscópio (1:10) mais a rede de resistores (1:10) produziu uma relação 1:100, cujos sinais eram medidos nos fios em amarelo ilustrados na Figura 71.



$$V_2 = \frac{1,49 + 1,48 + 7,96}{1,49 + 1,48 + 7,96 + 98,2} V_1 = \frac{10,93}{109,13} V_1 = 0,1001 V_1 \ (\approx 1:10)$$

FIGURA 72. Rede de resistores.

4.1.3 Conclusão

Diante da calibração do arranjo e do projetor e dos testes de funcionamento da recepção e transmissão com o uso do transformador elevador de tensão, os sistemas apresentados para o experimento no mar foram considerados aceitos.

4.2 Locais dos experimentos

Foram realizados três experimentos na região de Arraial do Cabo, o primeiro em 19/09/2013, o segundo em 16/10/2013 e o terceiro em 19/11/2013.

4.2.1 Primeiro experimento

O primeiro experimento foi realizado nas proximidades da Praia dos Anjos. A transmissão foi instalada na embarcação da Marinha, "Diadorim", que permaneceu atracada no cais da pesca. Os sinais foram recebidos em dois pontos distintos: na extremidade do cais da pesca a 100 m de distância e no cais do anel a 430 m de distância, conforme ilustrado na Figura 73.



FIGURA 73. Local do primeiro experimento.

O experimento teve o propósito de realizar os primeiros testes do sistema no mar. Nesta fase inicial, foram transmitidos "pings" periódicos e observadas as amplitudes dos sinais recebidos, além do ruído local, característico de um ambiente com ruído biológico, intenso tráfego de embarcações, além da presença de atividade industrial.

4.2.1.1 Esquema de instalação dos equipamentos no mar

O projetor foi arriado a partir da borda do navio e permaneceu solidário ao movimento do mesmo. O arranjo foi arriado a partir do cais da pesca e cais do anel, conforme ilustrado na Figura 74.



FIGURA 74. Configuração dos equipamentos no mar

4.2.2 Segundo experimento

O segundo experimento foi realizado nas proximidades da Praia do Forno. A transmissão foi instalada no Restaurante Flutuante, ou seja, permaneceu fixa durante todo o tempo. Os sinais foram recebidos na embarcação "Tok-Tok" parada em três diferentes pontos, conforme ilustrado na Figura 75.



FIGURA 75. Local do segundo experimento.

Este experimento teve o objetivo principal de avaliar as direções de chegada dos sinais no arranjo, confrontando os resultados práticos com previsões do modelo de

propagação "Bellhop". Por conta disso, projetor e arranjo foram fixados no fundo, com o propósito de minimizar indução de movimento devido aos deslocamentos da superfície do mar.

Além disso, foram postas em prática, com sucesso, as atividades planejadas de lançamento e recolhimento dos equipamentos e demais acessórios no mar.

4.2.2.1 Esquema de instalação dos equipamentos no mar

A Figura 76 apresenta o esquema de instalação da transmissão.



- 2) bóia de sustentação
- 3) projetor com gaiola de proteção
- 4) poitas

FIGURA 76. Esquema de instalação dos equipamentos no mar na transmissão.

O projetor foi instalado preso ao fundo por duas poitas. A bóia de sustentação manteve o projetor na vertical e a bóia de arinque indicou a sua posição no mar por ocasião do recolhimento. O cabo do projetor foi levado até o restaurante flutuante a aproximadamente 30 m de distância.

A Figura 77 apresenta o esquema de instalação dos equipamentos no mar na recepção.



- 1) ferro de proa
- 2) ferro de popa
- 3) mini CTD Valeport
- 4) poita para afastamento do cabo
- 5) poita do arranjo
- 6) sensor de pressão HOBO U-20-001-03-TI
- 7) arranjo
- 8) sensor de pressão HOBO U-20-001-03-TI
- 9) bóia de sustentação do arranjo
- 10) bóias de sustentação da mangueira do arranjo
- 11) embarcação "Tok-Tok"

12) gps

13) peça de aço no mar

FIGURA 77. Esquema de instalação dos equipamentos no mar na recepção.

Em cada ponto da Figura 75 o arranjo foi preso ao fundo por uma poita e mantido na vertical por uma bóia de sustentação. Foram instalados dois sensores de pressão no arranjo com o intuito de registrar as inclinações devido ao movimento das ondas e correntes marítimas. A posição da embarcação foi registrada com gps e mantida com a utilização de um ferro de proa e um ferro de popa. Foram levantados perfis de velocidade do som com mini CTD a cada 30 min e mantida uma peça de aço no mar como referência de terra.

4.2.3 Terceiro experimento

O terceiro experimento foi realizado entre as Praias dos Anjos, do Forno e Ilha do Cabo Frio. Os sinais foram recebidos na embarcação "Diadorim" que permaneceu na posição ilustrada na Figura 78.



FIGURA 78. Local do terceiro experimento.

O propósito do experimento foi a transmissão de sinais utilizando modulação FSK visando à determinação da curva BER x Eb/N0 e verificação de melhorias de desempenho utilizando técnicas de diversidade espacial.

4.2.3.1 Esquema de instalação dos equipamentos no mar

De forma semelhante ao segundo experimento, a transmissão foi instalada no Restaurante Flutuante, fixa durante todo o tempo, com a diferença de ter sido posicionada a 90 m de distância.

Na parte da recepção, diferente do segundo experimento, o arranjo foi lançado pela borda a 9 m de profundidade e permaneceu solidário ao movimento do navio, fundeado com um ferro de proa e um de popa, conforme ilustrado na Figura 79.



FIGURA 79. Esquema de instalação dos equipamentos no mar na recepção.

4.2.4 Conclusão

Esta seção apresentou os locais dos experimentos e o propósito de cada um. No próximo capítulo serão apresentados os resultados dos experimentos.

4.3 Sinais a transmitir

Esta seção tem o propósito de apresentar os sinais transmitidos nos experimentos e detalhar os requisitos para a sua construção.

4.3.1 Faixa de frequências

A construção dos sinais partiu da premissa da utilização de sinais de banda estreita, de acordo com o subitem 2.2. Como a frequência central do arranjo é 7240 Hz, temos então uma banda útil de aproximadamente 724 Hz, considerando a banda no valor de 10% a frequência da portadora. A Figura 80 ilustra a faixa de frequências de trabalho.



FIGURA 80. Faixa de frequências de trabalho.
O passo seguinte é observarmos a resposta em frequência dos subsistemas de transmissão e recepção nessa faixa, que para efeito de análise iremos considerar a faixa de 6850 a 7600 Hz.

Na transmissão, o módulo NI e o amplificador possuem resposta praticamente plana. Essencialmente, as variações vêm do conjunto transformador/projetor cuja resposta em frequência é ilustrada na Figura 81.



FIGURA 81. Resposta em frequência do conjunto projetor/transformador na faixa de 6,85 a 7,6 kHz.

Conforme mostrado na Figura 81, a variação de resposta de transmissão na faixa de 6,85 a 7,6 kHz é de 1,3 dB.

Na recepção, as variações vêm do arranjo e do filtro de entrada do equipamento de aquisição de dados ("Dash"). As variações devido ao arranjo são mostradas na Figura 82.



FIGURA 82. Resposta em frequência do arranjo na faixa de 6,85 a 7,6 kHz.

No caso do arranjo, a variação foi de 1,53 dB.

Antes de tratarmos do filtro, é necessário comentar que o equipamento "Dash" possui duas características importantes: uma tela de LCD onde é possível visualizar os sinais como num osciloscópio e a funcionalidade do uso de filtros implementados em "hardware" nas suas entradas. Com o intuito de minimizar a possibilidade de gravação de sinais errados, foi considerado importante acompanhar a forma dos sinais durante as gravações e, por esse motivo, foram utilizados, nas aquisições, filtros Butterworth passa-baixa de 4^a ordem, com frequência de corte em 11 kHz, com o intuito de diminuir os ruídos de alta frequência, tornando os sinais mais limpos visualmente.

Visando a verificar o desempenho e o funcionamento do filtro do equipamento, foi aplicado em uma de suas entradas, utilizando gerador de sinais Tektronix AFG-3022B, um sinal "chirp" com frequência variando de 100 Hz a 50kHz e configurado filtro Butterworth de 4^a ordem com frequência de corte em 7,5 kHz. O sinal no tempo resultante é mostrado na Figura 83. No eixo dos "x" foi representada a faixa de frequências do sinal.



FIGURA 83. Sinal "chirp" após o filtro.

A resposta em frequência teórica desse filtro é dada pela equação

$$H(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^{2n}}}$$

onde "n" é a ordem do filtro e " f_c " a frequência de corte.





FIGURA 84. Sinal "chirp" após o filtro.

Diante do resultado da Figura 84, as atenuações na banda de frequência objeto deste trabalho serão calculadas com base na equação teórica do filtro, cujo resultado é ilustrado na Figura 85.





Com base na Figura 85, podemos observar que a variação do filtro foi de - 0,12 dB. Contabilizando as variações temos

$$1,30 \, dB + 1,53 dB - 0,12 dB = 2,71 dB$$

ou seja, menos que 3dB.

Diante do resultado, mostrou-se que a parcela de influência dos equipamentos é aceitável dentro da faixa de interesse.

A partir de agora serão detalhadas as etapas de construção dos sinais transmitidos no experimento.

4.3.2 Características dos sinais

4.3.2.1 Formato do pulso

Conforme apresentado no subitem 2.4.1, será utilizado neste trabalho o pulso do tipo "Hanning", pois necessita de uma banda menor para a sua transmissão quando comparado com o pulso retangular, cujos espectros são exemplificados na Figura 86, considerando pulsos com duração de 10 ms.



FIGURA 86. Espectros dos pulsos retangular e tipo Hanning.

Analisando as componentes em frequência na faixa de 40 dB, ou seja, a componente mais fraca tem 1/100 da energia da mais forte, podemos observar que para transmitir o pulso quadrado, com pouca distorção, necessitaríamos de aproximadamente 3150 Hz, enquanto que a maior parcela da energia do pulso Hanning encontra-se nos primeiros 200 Hz, neste exemplo.

Como o inverso do tempo do pulso é a taxa de transmissão (R_b) em bits por segundo (bps), podemos dizer então que, neste exemplo, para transmitirmos bits em banda básica a uma taxa de $\frac{1}{10 ms} = 100$ bps, a banda necessária é de 200 Hz.

Ao utilizarmos este sinal para modular uma portadora de alta frequência, por exemplo de 7 kHz, deslocamos o espectro para a frequência da portadora, e o sinal modulado passa a possuir o dobro da banda do sinal em banda básica, conforme ilustrado na Figura 87, em escala linear.



FIGURA 87. Espectro do sinal modulado.

No entanto, ao plotarmos o espectro de energia $(X(f)^2)$, ilustrado na Figura 88, podemos observar que as frequências mais significativas do sinal ocupam uma faixa 20 % menor.





Desta forma, os 400 Hz são reduzidos para 320 Hz, ou generalizando para transmissão do sinal modulado temos $B = 3,2 R_b$.

A questão é que, ao utilizarmos a modulação 2-FSK, precisamos de duas portadoras ao invés de uma. Desta forma, devemos dividir a banda útil por dois, uma metade para transmitir os bits 0 e a outra metade para transmitir os bits 1.

Portanto, sabendo que a metade da banda total de 724 Hz é 362 Hz, a taxa de transmissão máxima permitida é 113,12 bps.

4.3.2.2 Taxa de Transmissão

Diante do valor máximo de " R_b ", a escolha da taxa de transmissão também depende de que as frequências das portadoras sejam múltiplas de " R_b ", conforme apresentado no subitem 2.4.1, aliado ao fato de que tais frequências devem se localizar aproximadamente no meio das duas sub-bandas, conforme ilustrado na Figura 89.



FIGURA 89. Portadoras no meio das sub-bandas.

A taxa mais próxima encontrada foi de 128 bps, 13,15% maior que os 113,12 bps originais, e as frequências das portadoras 7040 Hz e 7424 Hz. Uma taxa maior irá requerer mais banda, conforme ilustrado na Figura 90.



FIGURA 90. Espectro aproximado do sinal modulado.

Pode-se observar na Figura 90 que com uma maior banda, os sinais vazam para fora de sua sub-banda e para a sub-banda adjacente, causando interferência intersimbólica (ISI).

Como esse vazamento é pequeno, foi escolhida a taxa de 128 bps para os experimentos. A ISI decorrente será quantificada no subitem 4.3.2.5.

4.3.2.3 Número de bits transmitidos

Para o experimento 02 foi escolhida a transmissão de 1.000 bits aleatórios, sem intervalo de guarda e com intervalo de guarda de 20 ms, com tempos de transmissão de 7,82 s e 27,81 s. A inserção do tempo de guarda reduziu a taxa de transmissão para 35,96 bps.

Para o experimento 03 foi escolhida a transmissão de 10.000 bits aleatórios com intervalo de guarda de 10 ms, com tempo de transmissão 178,12 s ou 2,97 min e taxa de transmissão reduzida para 56,14 bps.

4.3.2.4 Marca de início da transmissão

No início da transmissão do experimento 02 não foi inserida nenhuma marca ou cabeçalho. No início da transmissão do experimento 03 foi inserido um sinal "chirp" de 100 ms e intervalo de 400 ms até o início dos símbolos, conforme ilustrado na Figura 91.



FIGURA 91. Início da transmissão.

4.3.2.5 Interferência intersimbólica (ISI)

Este subitem tem o propósito de quantificar a interferência intersimbólica produzida pelo aumento da taxa de transmissão, conforme subitem 4.3.2.2. Esta análise será feita somente para o sinal do experimento 03, pois o sinal do experimento 02 será utilizado exclusivamente para determinação de DOA. As Figuras 92 e 93 ilustram respectivamente o sinal real no tempo e o espectro de energia.



FIGURA 92. Sinal real no tempo.



FIGURA 93. Espectro de energia.

A ISI será quantificada passando o sinal da Figura 92 em dois filtros passa-faixa: o primeiro de 6878 a 7240 Hz e o segundo de 7240 a 7602 Hz. Desta forma, poderemos observar o vazamento de sinal referente aos bits 0 para a faixa de 7240 a 7602 Hz e referente aos bits 1 para a faixa de 6878 a 7240 Hz. O resultado é ilustrado nas Figuras 94 e 95. A Figura 96 ilustra as Figuras 94 e 95 sobrepostas.



FIGURA 94. Vazamento dos bits 1.



FIGURA 95. Vazamento dos bits 0.



FIGURA 96. Figuras 94 e 95 sobrepostas.

Podemos observar de acordo com as Figuras 94 e 95 as seguintes isolações entre os feixes de bits:

$$20\log\left(\frac{0,9847}{0,0721}\right) = 22,71 \, dB \, e \, 20\log\left(\frac{0,9862}{0,0574}\right) = 24,70 \, dB.$$

As isolações entre os feixes foram consideradas satisfatórias e confirmada a escolha a taxa de transmissão de 128 bps.

4.4 Conclusão

Este capítulo apresentou os detalhes e as justificativas das configurações dos sistemas, dos equipamentos, dos sinais e dos locais dos experimentos. O capítulo seguinte apresenta os resultados e cada experimento.

5 RESULTADOS

Os resultados aqui descritos não se restringem somente ao tema objeto deste trabalho. Procurou-se registrar também os principais aprendizados decorrentes da oportunidade de realizar três experimentos no mar.

5.1 Primeiro experimento

Com o propósito de realizar os primeiros testes no mar, este experimento foi muito útil, pois foi possível perceber as dificuldades e particularidades em se trabalhar a transmissão e recepção de sinais acústicos no ambiente marinho.

Em primeiro lugar, observou-se a importância em se utilizar, tanto na transmissão como na recepção, sistemas aterrados e com o potencial elétrico das partes equalizado. As diferenças dos níveis de ruído com e sem aterramento foram visualmente perceptíveis ao se empregar o osciloscópio na transmissão e o equipamento de aquisição de dados (Dash) na recepção, pois ambos permitiam acompanhar a forma de onda dos sinais.

Em segundo lugar, destaca-se a importância de se visualizar os sinais durante o experimento. Neste experimento, ocorreram problemas de mau contato elétrico, presença intermitente de sinais espúrios decorrente de defeito em equipamento, elevação do nível de ruído, ou seja, situações que alteraram a forma de onda dos sinais transmitido / recebido, prontamente detectadas com o uso do osciloscópio e "Dash", fornecendo assim uma ferramenta que minimiza a possibilidade da aquisição de dados contaminados por defeitos no sistema ou mudanças nas condições de estacionaridade do experimento.

Em terceiro lugar, foi possível perceber as vantagens em se trabalhar com inversor de tensão e bateria na recepção. Durante os testes, na embarcação "Diadorim" foi ligada uma máquina de furar no navio e não foi percebida nenhuma interferência elétrica significativa nos equipamentos do experimento.

Em quarto lugar, durante os testes uma chave de boca pesada caiu no convés do navio e o som impulsivo gerado pela colisão das partes foi plenamente captado pelo arranjo, aparecendo na tela do "Dash". Desta forma, pôde-se perceber o quão frágil é a realização de um experimento acústico num navio. Os ruídos internos devem ser muito bem controlados, com os participantes do experimento e a tripulação adestrados, de forma a garantir a qualidade dos dados gravados.

72

Por fim, durante os testes a comunicação entre transmissão e recepção foi feita com o uso de dois rádios VHF. Percebeu-se que quando o botão do rádio era pressionado para fala, aparecia um sinal espúrio na tela do "Dash", ou seja, estava ocorrendo uma indução eletromagnética no sistema que poderia afetar os dados adquiridos durante uma gravação, caso o botão fosse pressionado. A identificação de tal efeito fez com que os rádios não fossem utilizados durante os períodos de aquisição de dados.

Estas foram as observações técnicas do primeiro experimento, fundamentais para o aprimoramento dos procedimentos, que resultaram em aprendizado e aperfeiçoamento do material e da equipe envolvida, otimizando assim a capacidade em adquirir dados de qualidade para este trabalho, provenientes dos experimentos definitivos 2 e 3. No que se refere aos sinais transmitidos e recebidos, a partir de agora será apresentado um sinal gravado e discutidas algumas características atinentes aos efeitos do canal acústico submarino. Como este experimento teve um caráter mais qualitativo, sem o propósito de realizar "beamforming", foi escolhida a transmissão de "pings" periódicos compostos de 20 ciclos em 7500 Hz espaçados de 500 ms, conforme ilustrado na Figura 97.



FIGURA 97. Transmissão de "pings".

A Figura 98 ilustra o "zoom" do "ping" destacado.



FIGURA 98. "Zoom" de um "ping".

A Figura 99 apresenta um exemplo de sinal adquirido no cais da pesca.



FIGURA 99. Sinal adquirido no cais da pesca.

A Figura 100 ilustra o "zoom" do "ping" destacado na Figura 99 e compara com o "ping" transmitido.



FIGURA 100. Sinal adquirido no cais da pesca.

A primeira observação é que o "ping" recebido tem duração maior que o transmitido. Isso ocorre devido ao "eco" ou multipercurso do canal, responsável pelo efeito, negativo, da interferência intersimbólica (ISI).

A segunda observação se refere às envoltórias dos sinais transmitido e recebido, mostradas na Figura 101.



FIGURA 101. Envoltória do sinais.

A envoltória está relacionada aos sinais em banda básica. A primeira observação é que as variações abruptas do sinal retangular, por ser de banda larga, não acontecem no sinal recebido, pois o canal é de banda estreita. Estamos considerando o canal como o conjunto: meio marinho e equipamentos envolvidos. As alterações na envoltória do sinal recebido também mostram que o canal é seletivo em frequência, ou seja, não possui resposta em frequência plana, privilegiando determinadas frequências em detrimento de outras, cujos efeitos dependem da posição no espaço e instante de tempo.

Outra observação que podemos fazer se refere à variação dos valores de pico dos "pings" da Figura 99, ilustrados na Figura 102 com o respectivo espectro.



FIGURA 102. Múltiplas chegadas.

Podemos observar no espectro uma componente principal de frequência de 0,22 Hz, com período de 4,5 s, um típico valor de período de onda. Com isso vemos que o desvanecimento do sinal no tempo pode estar associado ao movimento da superfície do mar.

Por fim, conforme já mencionado anteriormente, os efeitos do multipercurso variam espacialmente, tanto em distância como em profundidade. Para ilustrar este efeito, a Figura 103 mostra um exemplo de "ping" recebido nos 8 canais do arranjo, onde é possível notar a variação das formas de onda com a profundidade.



FIGURA 103. "Ping" nos 8 canais do arranjo.

Com estas observações, foram apresentados, a partir de sinais reais, os principais efeitos do mecanismo de propagação da energia acústica no guia de ondas marinho: o multipercurso.

Outra informação importante que podemos extrair deste primeiro experimento é a perda na transmissão do sinal, conhecida como "Transmission Loss (TL)". Portanto:

• consultando a Figura 64 observamos para 7500 Hz uma resposta de transmissão de 129,65 *dB* re $\frac{\mu Pa}{V_{rms}}$ @ 1m. Como alimentamos o projetor com 1380 V de pico ou 975,66 V_{rms}, temos um nível da fonte de $Sl = 129,65 + 20 \log(975,66) = 189,44 dB$ re $1\mu Pa$ @ 1m.

• considerando na recepção a tensão de pico como a média dos pontos da Figura 102, temos 3,67 V de pico ou 2,59 V_{rms}. Obtemos a sensibilidade do hidrofone do canal 4 com base na Figura 53 no valor de $-149,91 dB re \frac{V_{rms}}{\mu Pa}$ e portanto um nível de sinal recebido de $RL = 149,91 + 20 \log(2,59) = 158,18 dB re 1\mu Pa$.

• desta forma, a perda na transmissão será o nível da fonte menos o nível de sinal recebido, onde temos $TL = 189,44 - 158,18 = 31,26 \, dB$, quase três vezes menor que uma perda por espalhamento esférico dada por 20 log(R), para uma distância de 100 m.

O último parâmetro do sinal a ser analisado nessa primeira fase se refere às direções de chegada das multireflexões no arranjo. A profundidade média no local dos testes é de 5 m. O projetor foi colocado a 3 m de profundidade e o arranjo a 2m de profundidade. Calculando as direções de chegada utilizando o MUSIC obtemos o resultado mostrado na Figura 104.



FIGURA 104. Direções de chegada.

O resultado da Figura 104 sugere que o sinal chega ao arranjo a partir de três direções preferenciais: onda direta, proveniente da superfície e do fundo, o que é razoável pela curta distância do enlace.

Por último, vamos analisar um arquivo de ruído, gravado no cais do anel a 6 m de profundidade, ilustrado na Figura 105.



FIGURA 105. Ruído no cais do anel a 6m de profundidade.

O ruído é caracterizado por vários trechos de alta amplitude e curta duração, sendo um destes trechos destacado pela seta em amarelo. Como o arranjo foi instalado perto de colunas de sustentação do cais, local de grande incrustação de vida marinha, esse tipo de ruído pode estar relacionado com a vida biológica no local. A Figura 106 ilustra este mesmo ruído gravado pelos oito canais do arranjo.



FIGURA 106. Ruído no cais do anel a 6m de profundidade (8 canais).

As Figuras 107 e 108 ilustram de forma ampliada as duas regiões tracejadas A e B da Figura 106.



FIGURA 107. "Zoom" da região "A".



FIGURA 108. "Zoom" da região "B".

Podemos observar que a fonte de ruído da Figura 107 está mais longe do arranjo do que a da Figura 108, pelo fato da onda que chega ao arranjo no primeiro caso ser plana enquanto que no segundo caso se mostra ainda esférica. As linhas tracejadas ilustram o comportamento das defasagens dos sinais no tempo. As frentes de onda são representadas pelas linhas cheias em vermelho.

Diante do exposto, foram apresentadas algumas características dos primeiros sinais gravados objeto deste trabalho. A partir dos dados, pudemos observar os efeitos do multipercurso, a perda na transmissão, DOA, além da presença de intenso ruído biológico nas gravações que, com a utilização do arranjo, foi possível visualizar ondas planas e esféricas provenientes de fontes de ruído distintas, em posições mais próximas e afastadas no espaço, tudo isso com uma abordagem simplificada, cujo objetivo foi a análise de sinais e a experiência inicial.

5.2 Segundo experimento

Com o propósito de realizar análise de DOA, neste experimento foi possível confrontar resultados práticos com o modelo Bellhop, que faz parte da "Acoustic Toolbox" do Matlab, amplamente utilizado na área de Acústica Submarina.

O Bellhop é um modelo de traçado de feixes para previsão de campos de pressão acústica no oceano escrito em Fortran por Michael Porter (PORTER, 2011). Pode produzir uma série de resultados úteis como perda na transmissão, caminho dos raios até determinado ponto, direção de chegada, tempo de propagação do sinal, alterações de fase no sinal devido às reflexões na superfície e no fundo, distância percorrida pelos raios etc.

Serão apresentadas as previsões do modelo considerando a superfície do mar plana, sem ondas, e comparados os resultados com os dados coletados. Antes das simulações, o modelo foi configurado com os seguintes parâmetros:

- a) Distância do Enlace distância de cada um dos pontos da Figura 75;
- b) Batimetria obtida com base na carta náutica nº 1503 (Enseadas do Cabo Frio);
- c) Velocidade do Som obtida com base nos dados do miniCTD;
- d) Profundidade do Projetor a profundidade foi medida no horário de cada transmissão, a partir do restaurante flutuante, visando à compensação dos efeitos da maré;
- e) Profundidade do Hidrofone foi considerado o ponto médio do arranjo, calculado somente na parcela que contém as cerâmicas piezoelétricas, a partir dos dados de pressão dos dois sensores HOBO;
- f) Características da Superfície vácuo acima da superfície; e
- g) Características do fundo valores típicos da região (HIDROGRÁFICO, 2012):
 - velocidade do som = 1626 m/s
 - densidade = 1.9 g/cm^3
 - atenuação = 0.8 (dB/m)kHz.

Cada previsão de DOA realizada pelo Bellhop foi configurada e composta de cinco gráficos de acordo com a Figura 109:



FIGURA 109. Composição do resultado do Bellhop.

O detalhamento dos campos da Figura 109 é mostrado abaixo:

- 1. **Diagrama de raios** ilustra os multipercursos do sinal, de acordo com as seguintes cores:
 - a. vermelho raio direto, sem reflexões na superfície ou no fundo.
 - b. verde reflexão apenas na superfície.
 - c. **azul** reflexão apenas no fundo.
 - d. preto reflexão na superfície e no fundo.
- 2. Curva de velocidade do som
- 3. Direções de chegada ilustra as direções de chegada dos raios que atingem o ponto de destino de acordo com o esquema de cores do subitem 1. Como o Bellhop calcula a atenuação (A) que cada raio sofre, a amplitude no destino é dada por RL = 189,7 20log(A), onde 189,7 dB é o valor de SL.
- 4. Direções de chegada com soma fasorial no caso de raios chegando ao destino numa faixa angular de até dois graus, será mostrado apenas um raio cuja amplitude é a soma fasorial das amplitudes individuais e a direção de chegada a média das direções dos diferentes raios. São apresentados os pontos e uma curva que é a interpolação destes pontos.

 Tempo de propagação dos raios - ilustra a amplitude de cada raio no destino e o respectivo tempo de propagação, de acordo com o esquema de cores do subitem 1.

5.2.1 Primeiro ponto (152 m)

No primeiro ponto e no horário dos testes a profundidade do projetor foi de 4,97 m e do arranjo de 7,62 m. A Figura 110 apresenta a simulação do Bellhop.



FIGURA 110. Simulação do primeiro ponto.

Podemos observar no gráfico 4 da Figura 110 três direções preferenciais de chegada: -7,82°, 4,42° e 14,92°.

A Figura 111 apresenta os resultados dos dados práticos em comparação com o "Bellhop".



FIGURA 111. DOA com MUSIC e SS no primeiro ponto.

Diante dos resultados podemos fazer as seguintes observações:

- a) com uma distância tão curta (152 m) e sabendo que o projetor é omnidirecional, poderíamos pensar em chegadas com ângulos bem maiores do que a faixa de -20° a 25° mostrada no gráfico 3 da Figura 110. O modelo expressa bem o resultado, pois sabemos que raios com grandes ângulos de incidência têm sua energia fortemente absorvida pelo fundo, pelo elevado número de reflexões/refrações. Este efeito na prática é comprovado pelo resultado da Figura 111;
- b) observe as regiões "A" e "B" mostradas na Figura 112.





A aproximação pela soma fasorial dos raios aparentemente apresentou bons resultados, pois a direção do raio direto (vermelho) não foi a mais forte devido à presença do raio em azul que é um sinal refletido no fundo. A direção mais forte acompanhou o raio (verde) refletido na superfície, resultado este presente nos dados práticos da Figura 111.

c) a Figura 111 nos mostra que na prática existem três regiões principais por onde a energia se propaga, mesmo num enlace com uma distância tão curta. As curvas teórica e prática são ilustradas na Figura 113 na forma polar.



FIGURA 113. Curvas na forma polar.

d) os resultados de DOA teórico e prático foram coerentes tendo em vista a impossibilidade de se fazer um teste com a superfície do mar completamente lisa. A maior diferença nos resultados ocorreu justamente com a DOA dos raios provenientes da superfície, provavelmente devido ao movimento desta. As direções, prática e teórica, provenientes do fundo e de aproximadamente "broadside" foram bem próximas. De qualquer forma, não é o objetivo deste trabalho obter resultados o mais próximo possível do modelo nem tão pouco validá-lo, sendo o propósito, no entanto, observar o comportamento dos resultados prático e teórico do modelo "Bellhop", utilizando a abordagem de traçado de raios, visando à realização de "beamforming" no processamento dos sinais do próximo experimento. Contudo, os resultados foram positivos, especialmente na previsão de DOA após o tratamento fasorial dos raios, que permitiu uma melhor visualização das direções de chegada. A Figura 114 compara os resultados das Figuras 110.3 e 110.4.



FIGURA 114. Curvas de DOA sem e com soma fasorial.

5.2.2 Segundo ponto (343 m)

No segundo ponto e no horário dos testes a profundidade do projetor foi de 5,88 m e do arranjo de 10,3 m. A Figura 115 apresenta a simulação do Bellhop.





Podemos observar no gráfico 4 da Figura 115 três direções preferenciais de chegada: $-7,76^{\circ}$, $-0,44^{\circ}$ e $7,26^{\circ}$.

A Figura 116 apresenta os resultados dos dados práticos em comparação com o "Bellhop".



FIGURA 116. DOA com MUSIC e SS no segundo ponto.

As diferenças entre os valores prático e teórico podem estar associadas neste caso a uma inclinação do arranjo, pois ele não permaneceu na vertical o tempo todo. Ficou solidário aos efeitos das ondas no fundo, além da possibilidade de correntes no local. De qualquer forma, os resultados do modelo e prático foram coerentes. Aqui também vemos a predominância de três regiões por onde a energia resultante é recebida: proveniente da superfície, do fundo e no entorno de "broadside". A Figura 117 ilustra os gráficos na forma polar.



FIGURA 117 Curvas na forma polar.

Por fim, a Figura 119 compara as direções de chegada sem e com soma fasorial, referentes às Figuras 115.3 e 115.4.



FIGURA 118. Curvas de DOA sem e com soma fasorial.

5.2.3 Terceiro ponto (556 m)

No terceiro ponto e no horário dos testes a profundidade do projetor foi de 5,86 m e do arranjo de 12,8 m. A Figura 119 apresenta a simulação do Bellhop.



FIGURA 119. Simulação do terceiro ponto.

Podemos observar no gráfico 4 da Figura 119 três direções preferenciais de chegada: $-6,62^{\circ}, 0,61^{\circ} e 4,17^{\circ}$.

A Figura 120 apresenta os resultados dos dados práticos em comparação com o "Bellhop".



FIGURA 120. DOA com MUSIC e SS no terceiro ponto.

Mais uma vez vemos a predominância de três regiões por onde a energia resultante é recebida: proveniente da superfície, do fundo e no entorno de "broadside". Analogamente às situações anteriores, o modelo e o experimento apresentaram resultados coerentes. A Figura 121 ilustra os gráficos na forma polar.



FIGURA 121. Curvas na forma polar.

A Figura 122 compara as direções de chegada sem e com soma fasorial, referentes às Figuras 119.3 e 119.4.



FIGURA 122. Curvas de DOA sem e com soma fasorial.

5.2.4 Observações finais

Diante do exposto, foi possível observar, nos três pontos testados, a coerência dos resultados entre o modelo "Bellhop" e os dados práticos. Aproximar vários raios num pequeno intervalo por um único raio, cuja amplitude seja a soma fasorial das amplitudes individuais e a direção de chegada a médias das direções, apresentou um efeito positivo e coerente com os resultados práticos, melhorando as curvas de DOA apresentadas nas Figuras 114,118 e 122.

Pudemos nos três pontos testados observar, portanto, a predominância da energia se concentrando em três direções preferenciais: proveniente do fundo, proveniente da superfície e no entorno de "broadside".

Também foi possível observar que na medida em que nos afastamos do projetor, a faixa angular de DOA diminuiu, efeito este coerente com a diminuição da energia dos modos de mais alta ordem, devido às reflexões/refrações com o fundo.

Observe a Figura 123, que mostra as velocidades do som nos três pontos, constantes das Figuras 110, 115 e 119.





Podemos observar nos três gráficos da Figura 123, que nos primeiros centímetros de profundidade, o comportamento da velocidade do som é diferente em cada ponto. No primeiro ponto, o gradiente de velocidade é negativo, ou seja, a velocidade diminui com a profundidade. No segundo ponto, o gradiente é positivo e depois negativo. No terceiro ponto, já existe uma faixa de aproximadamente 1 m de gradiente zero por partes, que inclui uma mudança abrupta de velocidade. Estes

comportamentos se devem ao fato de que depois dos testes no primeiro ponto começou a chover, de forma que podemos observar nos gráficos a evolução na modificação das curvas na medida em que a água doce da chuva foi se misturando com a água do mar.

Outro ponto interessante a destacar se refere à curvatura dos raios no gráfico 1 da Figura 119 ampliado na Figura 124, cujos raios em preto não foram representados para facilitar a visualização.



FIGURA 124. Diagrama de raios ampliado.

Na região delimitada pelas linhas pontilhadas ocorrem fortes curvaturas dos raios para baixo, pois nessa região se observa um acentuado gradiente negativo de velocidade do som. Perceba que o raio destacado pela seta verde percorreu 122 m na horizontal com uma variação na vertical de 1,01 m, isso considerando uma variação de velocidade do som de apenas 0,56 m/s (1526,27 m/s a 1526,83 m/s). Dessa forma podemos observar como a direção dos raios é afetada por pequenas variações da velocidade do som. Comportamento análogo pode ser observado no raio destacado pela seta amarela, que nesse caso está se curvando para cima próximo da superfície.

Por fim, foi observado no processamento dos sinais que os resultados de DOA apresentados nas Figuras 111,116 e 120 não são estáticos, mas variam com o tempo, devido, por exemplo, ao movimento da superfície do mar. Este comportamento foi identificado da seguinte maneira: o cálculo de DOA foi realizado com base num sinal digital modulado em amplitude (ASK) composto de 1000 bits, onde os bits 1 foram representados por um pulso de "Hanning" modulando uma portadora de 7460 Hz e os bits 0 representados por ausência de tensão. Desta forma, a DOA foi calculada para cada bit 1 transmitido, num total de 470 bits. A janela de tempo considerada para cada

cálculo de DOA foi o tempo do bit 1 (5,3 ms) mais o tempo de quatro bits (21,2 ms), a fim de incluir o espalhamento do sinal no tempo, resultando em 470 curvas calculadas de DOA. Essas curvas são ilustradas sobrepostas e utilizando a função "pcolor" do Matlab nas Figuras 125, 126 e 127 que apresentam os resultados para os três pontos testados (152, 343 e 556 m).



FIGURA 125. Curvas de DOA sobrepostas e utilizando a função "pcolor" do Matlab para 152 m.





FIGURA 126. Curvas de DOA sobrepostas e utilizando a função "pcolor" do Matlab para 343 m.



FIGURA 127. Curvas de DOA sobrepostas e utilizando a função "pcolor" do Matlab para 556 m.

Podemos observar nas Figuras 125, 126 e 127 que as variações, por exemplo da superfície do mar, afetaram as direções de chegada em cada caso. No entanto, primeiro, essas variações de DOA ocorreram nos três casos limitadas a faixas angulares bem definidas, sendo elas 42,35° em 152 m, 38,73° em 343 m e 25,94° em 556 m, todas a 20 dB. Segundo, dentro das faixas citadas, a energia chega normalmente ao arranjo a partir de três direções ou subfaixas preferenciais: proveniente da superfície e/ou proveniente do fundo e/ou no entorno de "broadside". As faixas angulares diminuíram na medida em que nos afastamos do projetor, o que é razoável, pois com o aumento da distância os modos de ordem mais alta vão perdendo energia para o fundo, até que na região de guia de ondas só se propagam aqueles com ângulo de incidência igual ou maior ao ângulo crítico. De qualquer forma, este resultado é um tanto curioso, pois poderíamos pensar que a variação aleatória da superfície do mar, que produz variações aleatórias dos ângulos de incidência e reflexão dos raios, tanto na superfície do mar quanto no fundo, poderia resultar em raios chegando ao destino numa faixa angular bem maior. Diante desse resultado cabe o seguinte questionamento: - Será que o mesmo comportamento se apresentaria ao variarmos a profundidade do projetor e do arranjo? Na tentativa de começar a responder a essa pergunta foram realizadas simulações no "Bellhop", em que, primeiro o arranjo foi deixado parado nas profundidades originais dos testes e o projetor deslocado na vertical a cada metro. Em seguida o projetor foi deixado parado nas profundidades originais dos testes e o arranjo deslocado a cada metro. Os resultados são mostrados na Figura 128.





FIGURA 128. Curvas de DOA com variação de profundidade do projetor e arranjo nos três pontos.

Podemos observar o mesmo comportamento nas simulações, ou seja, com as alterações de profundidade, as variações de DOA ficaram limitadas a faixas angulares bem definidas e similares àquelas com variações do sinal no tempo decorrentes, por exemplo, do movimento da superfície do mar, conforme mostrado na tabela 02.

Pontos	dados práticos (variação no tempo)	simulação (variação espacial)
152 m	42,35°	47,81°
343 m	38,73°	34,11°
556 m	25,94°	28,97°

TABELA 02Faixas angulares de variação de DOA temporal e espacial.

Diante do exposto, concluímos a análise de DOA deste experimento, destacando que os resultados até aqui apresentados são de fundamental importância à compreensão do comportamento da DOA no guia de ondas marinho, criando assim, as bases do entendimento, cujo objetivo final é a escolha da técnica mais apropriada ao processamento dos sinais de comunicação do próximo experimento com a aplicação de "beamforming".

5.3 Terceiro experimento

5.3.1 Análise de DOA

Antes de iniciarmos as avaliações dos sinais de comunicações, vamos mais uma vez observar, agora numa distância maior (1684 m), com outro perfil batimétrico e diferente perfil de velocidade do som, o comportamento da DOA, seguindo procedimentos análogos ao do experimento 2, com a diferença de que neste experimento o arranjo não ficou preso ao fundo, sendo arriado da borda do navio e as gravações realizadas a cada metro de profundidade, numa faixa de 3,34 m a 12,46 m. A Figura 129 ilustra os dados dos sensores de pressão com os patamares onde os sinais foram gravados.



FIGURA 129. Patamares de gravação dos sinais.

Para efeito de visualização, a Figura 130 ilustra um dos diagramas de raios deste experimento e a Figura 131 somente os raios em vermelho do mesmo diagrama.



FIGURA 130. Exemplo de diagrama de raios do terceiro experimento.





Na Figura 131 vemos um efeito interessante: a formação de um duto no meio da coluna d'água, possibilitando a chegada de raios no destino que não tocam a superfície nem o fundo. A Figura 132 ilustra o perfil de velocidade do som que possibilitou esse efeito, obtido com miniCTD.





A partir de agora são mostrados os resultados práticos de DOA para cada uma das profundidades da Figura 129. A Figura 133 ilustra os resultados.








FIGURA 133. Curvas de DOA sobrepostas para as profundidades de 3,34 m a 12,46 m.

A tabela 03 apresenta as faixas angulares com as respectivas profundidades constantes da Figura 133.

	3,34 m	4,20 m	5,19 m	6,25 m	7,34 m	8,32 m	9,29 m	10,28m	11,31m	12,46m
faixas angulares	24,44°	27,08°	22,56°	13,04°	33,34°	26,19°	25,44°	26,57°	19,30°	16,17º

TABELA 03Faixas angulares de DOA para as profundidades de 3,34 m a12,46 m.

De forma análoga aos resultados de DOA do segundo experimento, as faixas de DOA práticas da Figura 133 também foram, em cada profundidade, bem definidas, variando de 13,04 ° a 33,34°.

Observe agora na Figura 134 os resultados das simulações do "Bellhop" com variação da profundidade do projetor e do arranjo.



FIGURA 134. Curvas de DOA com variação de profundidade do projetor e arranjo.

Os resultados da Figura 134 se mostraram coerentes com o limite superior da Tabela 03.

Diante dos resultados de DOA dos experimentos 2 e 3, podemos observar que:

- a) não há, em princípio, vantagens significativas na previsão de DOA com o modelo Bellhop considerando a superfície do mar lisa, pois pudemos observar nos dados processados que a DOA varia constantemente com o tempo devido, por exemplo, ao movimento da superfície do mar e ao movimento do próprio arranjo; e
- b) no entanto, o modelo Bellhop se mostrou como uma ótima ferramenta na estimação da faixa angular de DOA. Não é possível generalizar o comportamento, mas os resultados dão uma percepção inicial de que a faixa angular independe do tempo e da posição no espaço.

5.3.2 Desempenho da comunicação digital utilizando modulação FSK

Terminada a análise de DOA, a partir de agora trataremos o desempenho da comunicação digital no mar utilizando modulação FSK, cujas características do experimento são detalhadas no subitem 4.2.3 e as características do sinal transmitido constantes do subitem 4.3.2.

Esse desempenho será expresso pela curva BER x Eb/N0 ou no caso da transmissão de apenas um pacote de bits pela curva Pe x Eb/N0, onde Pe é a probabilidade de erro de bit.

Primeiro, será mostrada a curva Pe x Eb/N0 referente ao uso de apenas um hidrofone e o resultado comparado com canais do tipo AWGN, Rayleigh e Rice.

Segundo, serão apresentadas as curvas de cada hidrofone do arranjo individualmente.

Terceiro, serão mostrados os ganhos conseguidos ao se somar os sinais dos hidrofones: de dois até oito sensores.

Quarto, serão observadas as influências nos resultados e ganhos decorrentes da aplicação das seguintes técnicas de diversidade espacial: "select diversity" e "beamforming" do tipo "delay and sum (DAS)" com "steering" realizado símbolo a símbolo.

A seguir são apresentadas as justificativas para a escolha das técnicas de "beamforming" supracitadas, conforme os dados anteriores de comportamento de DOA.

 a) <u>o sinal é recebido numa faixa angular bem definida</u> - realização de "beamforming" estático com lóbulo principal fixo em "broadside" e com largura proporcional à faixa angular de DOA (menor custo de processamento); e

técnica escolhida: "beamforming" do tipo DAS sem "steering".

b) <u>a DOA varia constantemente</u> - realização de "beamforming" com lóbulo principal apontado, a cada símbolo, na direção de maior nível de sinal. Como se procura a direção com maior nível de sinal, não é essencial a utilização de algoritmos de DOA de alta resolução, como o MUSIC, que apresenta um custo de processamento maior, podendo-se utilizar um "beamforming" do tipo "Delay-and-Sum (DAS)" / UWLA que possui boa resolução espacial e menor custo de processamento.

técnica escolhida: "beamforming" do tipo DAS/UWLA com "steering" realizado símbolo a símbolo.

Justificativa das técnicas escolhidas: existem várias abordagens e técnicas, mais simples e mais complexas, que poderiam ser estudas e utilizadas na realização de "beamforming", com o objetivo de maximizar o ganho de Eb/N0 na recepção. As abordagens mais complexas resultam em maior custo de processamento. Considerando que o objetivo deste trabalho é uma avaliação inicial dos efeitos da realização de "beamforming" no mar aplicado às comunicações acústicas submarinas, foi dada preferência à utilização de técnicas mais simples, com menor custo de processamento.

5.3.2.1 Desempenho com hidrofone único

Foi utilizado o esquema de deteção mostrado na Figura 135 para o levantamento da curva Pe x Eb/N0. O detalhamento de cada bloco é apresentado em seguida.





filtro de entrada – faixa de passagem de 6865 a 7599 Hz, onde se encontra o sinal modulado, conforme mostrado na Figura 93.

filtro bit 0 – faixa de passagem 6865 a 7215 Hz, onde são transmitidos os bits 0 na portadora de 7040 Hz. A Figura 94 ilustra o feixe de bits 0 após a filtragem.

filtro bit 1 – faixa de passagem 7249 a 7599 Hz, onde são transmitidos os bits 1 na portadora de 7424 Hz. A Figura 95 ilustra o feixe de bits 1 após a filtragem.

detetor de envoltória – realizado com transformada de Hilbert, conforme mostrado na Figura 136.



FIGURA 136. Envoltória do sinal modulado.

filtro casado – realizado por meio da convolução da envoltória do sinal com o pulso de Hanning, conforme mostrado na Figura 137.



FIGURA 137. Sinal após o filtro casado.

amostragem – realizada no meio do tempo do símbolo visando a obter o maior nível de tensão, conforme mostrado na Figura 138.



FIGURA 138. Amostragem após o filtro casado.

decisão – etapa em que se comparam os níveis de tensão amostrados. Decide-se pelo recebimento de um bit 0, caso a tensão amostrada no ramo do bit 0 (em vermelho) seja maior do que a tensão amostrada no ramo do bit 1 (em azul). Caso contrário decide-se pelo recebimento de um bit 1. No exemplo da Figura 139 foram recebidos dois bits 1.



FIGURA 139. Recebimento de dois bits 1.

cálculo da probabilidade de erro de bit (**Pe**) – os bits recebidos são comparados com os bits transmitidos com o objetivo de quantificar o número de bits recebidos errados, que dividido pelo total de bits transmitidos resulta na probabilidade de erro de bit para determinado valor de Eb/NO.

obtenção do sincronismo – o objetivo desta etapa é a localização dos instantes do meio dos símbolos. Para isso, foi inserido na etapa de transmissão um "chirp" como

marca do início das transmissões de acordo com a Figura 91. Na recepção, o sinal recebido é correlacionado com o "chirp" transmitido e localizada a sua posição, a partir da qual são localizadas as posições do meio dos símbolos.

cálculo de Eb/N0 - conhecendo-se a posição do meio dos símbolos, calcula-se o valor de Eb/N0 que é a relação sinal-ruído por bit conforme o seguinte procedimento:

$$SNR = \frac{P_s}{P_n}$$
, onde P_s é a potência do símbolo e P_n a potência de ruído

mas, como o sinal de recepção está contaminado por ruído, a potência do símbolo na verdade é a potência do símbolo + ruído. Sendo a potência do símbolo + ruído igual a $E[(s + n)^2]$, temos:

$$E[s^{2} + 2sn + n^{2}] = E[s^{2}] + 2E[sn] + E[n^{2}] = P_{s} + 2E[sn] + P_{n}$$

Considerando a correlação entre sinal e ruído igual a zero (E[sn] = 0), temos:

$$E[(s+n)^{2}] = P_{s+n} = P_{s} + P_{n} \text{ . Então } SNR = \frac{P_{s} + P_{n}}{P_{n}} = \frac{P_{s}}{P_{n}} + 1 \text{ .}$$

Como $P_{s} = \frac{E_{b}}{T_{b}} e P_{n} = N0. B, \text{então } SNR = \frac{E_{b}}{Tb.N0.B} + 1 \text{ ou } \frac{E_{b}}{N0} = (SNR - 1). T_{b}. B.$

Sendo $SNR = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}$, onde σ_s^2 é a variância do símbolo e σ_n^2 a variância do ruído, temos:

$$\frac{E_b}{N0} = \left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} - 1\right) \cdot T_b \cdot B \text{ ou em decibéis } \frac{E_b}{N0} = 10 \log\left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} - 1\right) + 10 \log(T_b \cdot B).$$

Como $T_b = \frac{1}{128} = 7,8 \text{ ms}$ e B = 7599 - 6865 = 734 Hz, temos finalmente o valor instantâneo, ou por símbolo, de Eb/N0 igual a $\frac{E_b}{N0} = 10 \log \left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} - 1\right) + 7,58.$

O valor de Eb/N0 representativo de cada transmissão foi escolhido como a média dos valores de Eb/N0 instantâneos.

A fim de cobrir a faixa de valores de Eb/N0 mostradas no gráfico a seguir, foram realizadas vinte transmissões, variando-se em cada uma delas o nível da fonte (SL) de forma exponencial.

A Figura 140 ilustra a curva Pe x Eb/N0 obtida a partir da interpolação exponencial dos pontos em preto e compara o resultado com canais do tipo AWGN, Rayleigh e Rice.



FIGURA 140. Curva Pe x Eb/N0 com hidrofone único.

A curva AWGN ("Additive White Gaussian Noise") representa um canal sem multipercurso, somente com ruído branco e gaussiano. Pode-se observar que a potência de transmissão nesse tipo de canal, para uma mesma probabilidade de erro de bit, é bem menor quando comparada com canais do tipo Rayleigh e Rice, e menor potência de transmissão significa menor custo com amplificador de potência, projetor e sistema de alimentação. Por exemplo, para $Pe = 10^{-3}$, precisamos no canal Rayleigh de 20,76 dB ou 119,12 vezes mais potência do que no canal AWGN. Desta forma, observamos uma importante característica do canal Rayleigh: necessidade de elevados níveis de potência de transmissão. Outra característica pode ser observada na Figura 141.



FIGURA 141. Canal Rayleigh utilizando modulação 2-FSK.

A Figura 141 nos mostra que são necessários aproximadamente 10 dB de potência para aumentar uma ordem de grandeza da probabilidade de erro de bit na faixa de 10^{-6} a 10^{-1} . O custo é bastante elevado, pois alterar 10 dB significa, por exemplo, aumentar a potência de transmissão 10 vezes ou utilizar um arranjo linear na recepção do tipo UWLA com aproximadamente 28 sensores (esse valor será justificado no subitem 4.3.2.3).

O mecanismo de propagação dominante no canal Rayleigh é o multipercurso sem raio direto, enquanto que no canal do tipo Rice, existe multipercurso, porém com forte presença do raio direto. A curva em verde da Figura 140 ilustra, como exemplo, um canal Rice com fator k = 8, ou seja, a potência relativa ao raio direto é oito vezes maior do que a potência relativa ao multipercurso.

A curva em vermelho da Figura 140 apresenta o resultado prático ao utilizarmos somente um hidrofone na recepção, cujo comportamento é bastante semelhante ao canal do tipo Rayleigh. O resultado é mais um indicador de que durante o experimento não havia a presença de raio direto, primeiro devido à distância do experimento (1684 m), segundo, caso o raio direto fosse dominante, seria de se esperar que o resultado prático se aproximasse mais da curva Rice, o que não ocorreu.

As consequências diretas desse resultado são, primeiro, o custo do canal Rayleigh é refletido em potência de transmissão, necessidade de uso de arranjos ou impacto nas distâncias entre projetor e hidrofone, segundo, conhecendo agora o comportamento do canal acústico submarino e sabendo que o canal Rayleigh é um tipo de canal amplamente estudado em Telecomunicações, podemos inferir a possibilidade de transporte de tecnologias de comunicações utilizadas fora d'água para o meio submarino.

5.3.2.2 Desempenho de cada hidrofone do arranjo

O propósito agora é apresentar a curva Pe x Eb/N0 para cada hidrofone do arranjo. O esquema de deteção utilizado é o mesmo da Figura 137.

Os resultados são mostrados na Figura 142.



FIGURA 142. Curvas Pe x Eb/N0 por hidrofone.

Podemos observar na Figura 142 que a posição do hidrofone na coluna d'água influenciou o comportamento da curva Pe x Eb/N0, com maior diferença de 6,68 dB. Um resultado que confirma um dos efeitos do multipercurso: a distribuição de energia no guia de ondas marinho de forma não homogênea, tanto na horizontal como na vertical. Este resultado mostra que a comunicação com apenas um hidrofone é sensível à posição do sensor na coluna d'água.

5.3.2.3 Desempenho dos canais somados

O propósito é a realização de "beamforming" do tipo DAS por meio da soma dos sinais do canal 1 ao 2 até 1 ao 8, cujas respostas direcionais são ilustrados na Figura 143, nas formas polar e em gráfico de cores . A intenção é observar a evolução do ganho do arranjo com o aumento do número de sensores, tendo em vista o sinal ser recebido no arranjo numa faixa angular bem definida no entorno de "broadside".



FIGURA 143. Evolução das respostas direcionais em função do número de sensores.

O esquema de deteção utilizado é o mesmo da Figura 136, com a diferença de que os sinais dos hidrofones são somados antes do filtro de entrada. Os resultados são mostrados na Figura 144.



FIGURA 144. Evolução do ganho do arranjo com o aumento do número de sensores. Podemos inicialmente observar na Figura 144 os seguintes comportamentos:

a) o ganho aumentou com o aumento do número de sensores, o que é de se esperar; e

b) o ganho aumentou na medida em que Eb/N0 aumentou, um resultado inesperado. A Figura 145 detalha melhor esse comportamento, onde N é o número de sensores. Os pontos em preto foram obtidos calculando-se, para cada valor de Eb/N0, a distância horizontal (Pe constante) entre cada par de retas da Figura 144 e em seguida as distâncias somadas, em função do número de sensores.



FIGURA 145. Ganho em função de Eb/N0 para diferentes números de sensores.

As curvas que melhor se ajustaram aos pontos da Figura 145 foram polinômios de ordem dois. No entanto, os ganhos conseguidos são inferiores aos valores teóricos dados por $10\log(N)$, o que é de se esperar, pois a teoria se baseia na premissa de onda plana, sem os efeitos do multipercurso.

Imaginando que os ganhos aumentariam para maiores valores de Eb/N0, a tabela 04 ilustra os valores máximos das parábolas da Figura 145 e os respectivos valores de Eb/N0 e apresenta as diferenças em relação aos ganhos teóricos.

N	2	3	4	5	6	7	8
ganho máximo	0,56	1,26	1,91	3,45	4,07	4,86	5,52
Eb/N0	75,48	68,67	63,26	57,76	52,25	48,15	44,04
diferença	2,45	3,51	4,11	3,54	3,71	3,60	3,51

TABELA 04. Diferenças entre os ganhos prático e teórico.

Na média, a diferença ficou em 3,50 dB para valores de Eb/N0 muito altos. Uma situação mais realista seria considerarmos como limite inferior de desempenho $Pe = 10^{-2}$, o que nos leva a Eb/N0 \cong 22 dB, onde obtemos os ganhos mostrados na Tabela 05 com as respectivas diferenças.

Ν	2	3	4	5	6	7	8
ganho	0,30	0,78	1,31	2,32	2,96	3,62	4,30
diferença	2,71	3,99	4,71	4,67	4,82	4,83	4,73

TABELA 05. Diferenças entre os ganhos prático e teórico para $Eb/N0 \approx 22 dB$.

Na média, a diferença ficou em 4,35 dB. Nestas condições, para se conseguir o ganho teórico de um arranjo de N sensores no mar, precisamos multiplicar o número de sensores por 2,72. Vide o exemplo a seguir.

Como vimos na Figura 141, para alterarmos a ordem de grandeza de Pe, precisamos de 10 dB de ganho. Na teoria conseguimos esse ganho com 10 sensores, mas no mar precisamos multiplicar esse valor por 2,72, resultando em aproximadamente 28 sensores, pois $10 \log(28) = 14,47$, menos 4,35 dB, temos 10,12 dB.

<u>Conclusão</u>: os ganhos provenientes do uso de um arranjo linear com canais somados são relativamente baixos em comparação com os valores teóricos, o que demanda o aumento do número de sensores em 2,72 vezes, para um valor de Eb/N0 \cong 22 dB. No entanto, somar os sinais significa apenas ligar os sensores em série, o que pode ser feito em nível de "hardware", sem demanda de processamento de sinais, simplificando em muito a construção de um arranjo.

No próximo subitem serão aplicadas outras técnicas de diversidade espacial com o propósito de observar possíveis melhorias nos ganhos do arranjo.

5.3.2.4 Aplicação de outras técnicas de diversidade espacial

5.3.2.4.1 "Select diversity"

A premissa dessa técnica é a escolha do canal que possui o símbolo, no instante de sinalização, com o maior valor de Eb/N0 (ISOMÄKI e ISOAHO, 2008), conforme mostrado na Figura 146.



FIGURA 146. Exemplo de seleção de canal.

A Figura 146 mostra que no instante de sinalização destacado em vermelho, o símbolo do canal 1 possui o menor valor de Eb/N0, enquanto que o símbolo do canal 8 possui o maior valor.

O esquema de deteção é mostrado na Figura 147.



FIGURA 147. Esquema de deteção do "select diversity".

Os blocos da Figura 147 são similares aos da Figura 135, com exceção dos blocos "comparação", responsável por informar ao bloco "comutação" qual canal possui o símbolo com maior valor de Eb/N0, sendo o bloco "comutação" responsável por chavear o canal de interesse para as etapas seguintes.

A Figura 148 ilustra a curva Pe x Eb/N0 resultante.



FIGURA 148. Curva Pe x Eb/N0 do "select diversity" em comparação com hidrofone único e canais 1 a 8 somados.

Apesar da maior complexidade do processamento para a realização do "select diversity", a Figura 148 mostra que o desempenho dos canais somados foi superior. Os ganhos médios dos canais somados e do "select diversity" em relação ao hidrofone único foram de 3,60 dB e 2,13 dB respectivamente, ou seja, os canais somados tiveram um ganho médio em relação ao "select diversity" de 1,47 dB.

Desta forma, com base nos experimentos realizados, os canais somados apresentam melhor desempenho em relação ao "select diversity", aliado ao fato da maior simplicidade na construção do "hardware" e no processamento de sinais.

5.3.2.4.2 "Beamforming" do tipo DAS com "steering" realizado símbolo a símbolo

A última técnica a ser apresentada se refere à realização de "beamforming" do tipo DAS que nada mais é do que a soma dos oito canais, com a diferença de que a cada símbolo foi calculada DOA utilizando DAS e realizado "steering" para a direção de maior intensidade de sinal.

A Figura 149 exemplifica alguns resultados com a aplicação das técnicas supracitadas.



"beamforming" do tipo DAS teórico

8

7

6

5

3 2

1

0

oqueg







canais após o "beamforming" com aplicação de "steering"



DOA calculado utilizando DAS



canais antes do "beamforming" ("zoom")





FIGURA 149. Exemplo da aplicação de "beamforming" do tipo DAS com "steering" realizado símbolo a símbolo.

A Figura 150 ilustra o esquema de deteção.



FIGURA 150. Esquema de deteção utilizando "beamforming" do tipo DAS com "steering" realizado símbolo a símbolo.

O bloco "cálculo de DOA", utilizando os sinais de sincronismo, realiza o cálculo de DOA com "delay and sum (DAS)" somente no tempo do símbolo, conforme mostrado na Figura 149. Obtém a direção de maior energia do sinal e calcula os pesos que são enviados para os blocos w_1 a w_8 , responsáveis pela realização do "beam steering" e consequente alinhamento dos sinais, que em seguida são somados, melhorando assim o valor de Eb/N0 na saída do "beamforming". Este sinal, por sua vez, é detetado utilizando uma estrutura de blocos similar à da Figura 135.

A Figura 151 ilustra a curva Pe x Eb/N0 resultante.



FIGURA 151. Curva Pe x Eb/N0 do DAS com "steering" em comparação com hidrofone único, canais 1 a 8 somados e "select diversity".

Podemos observar inicialmente na Figura 151 que o "beamforming" do tipo DAS com "steering" apresentou o melhor resultado dentre as técnicas até aqui apresentadas. A tabela 06 compara seus resultados com os canais 1 a 8 somados, em relação ao uso de somente um hidrofone:

	canais 1 a 8 somados	DAS com "steering"	diferença
ganho médio	3,60 dB	4,64 dB	1,04 dB
ganho (Eb/N0 = 22 dB)	4,10 dB	5,39 dB	1,29 dB
ganho (Eb/N0 = 32 dB)	5,04 dB	6,64 dB	1,60 dB

 TABELA 06.
 Diferenças entre os ganhos dos canais 1 a 8 somados e DAS com "steering".

Para o valor de Eb/N0 igual a 22 dB, considerado como limite inferior de desempenho, o DAS com "steering" foi 1,29 dB superior.

Este valor não representa uma melhora tão significativa, haja vista uma maior necessidade de processamento de sinais refletida num maior custo de "hardware", pois, ainda assim, permanecemos distantes do valor teórico de 9,03 dB.

Diante dos resultados da Figura 151, podemos tirar as seguintes conclusões:

- a) as três técnicas, canais 1 a 8 somados, "select diversity" e DAS com "steering" possuem níveis crescentes de complexidade e necessidade de processamento de sinais;
- b) as técnicas utilizando "beamforming" foram superiores, sendo elas: canais 1 a 8 somados e DAS com "steering";
- c) os resultados do DAS com "steering" nos mostram que quando tivermos limitação de quantidade de hidrofones para a montagem de um arranjo, devemos investir em processamento de sinais, utilizando, inclusive, técnicas mais complexas do que as aqui estudadas; e
- d) caso haja maior disponibilidade de hidrofones ou de cerâmicas piezoelétricas para a construção de um arranjo, os resultados com os canais 1 a 8 somados se mostram como a melhor opção. Primeiro, pela maior simplicidade na construção do arranjo, decorrente da simples ligação das cerâmicas em série. Segundo, dependendo do número de cerâmicas, podemos dispensar o uso de pré-amplificador no arranjo, o que, mais uma vez, simplifica a construção do mesmo por não necessitar de invólucros estanques para a instalação da eletrônica.

6 CONCLUSÃO

Gostaria de começar essa última parte do trabalho explicando, de certa forma, como escolhi o tema proposto, minhas motivações.

Sou formado em Telecomunicações e desde o início, realizar um curso de Mestrado em Acústica Submarina se revestiu em um grande desafio, de se estudar uma área completamente nova até então por mim desconhecida, pois estava mais ambientado às comunicações utilizando mecanismos eletromagnéticos.

Por herança de minha formação, sempre estive acostumado ao uso de antenas diretivas, e o irradiador isotrópico era apenas algo teórico, uma referência para os ganhos das antenas dados em dB_i.

Por esse motivo, escolhi, como proposta desse trabalho, o estudo das comunicações acústicas submarinas utilizando um sistema diretivo, neste caso representado por um arranjo linear de oito sensores hidroacústicos.

A indisponibilidade desse equipamento me fez aceitar o desafio de construir um. Isso não foi algo planejado, até por que até aquele momento, eu nunca havia realizado sequer uma medida em um transdutor hidroacústico. Não sei dizer o quanto do racional e do emocional pesaram, só sei que foi a melhor decisão que tomei, pois ela me abriu as portas do conhecimento também na área de transdutores hidroacústicos, além de tantas outras áreas que já faziam parte do escopo do trabalho.

Pois bem, nesse contexto, o arranjo foi construído. No entanto, depois de pronto, eu ainda não tinha certeza de como a estrutura mecânica iria influenciar nos resultados, apesar de $\lambda = 20$ cm ser muito maior do que as dimensões das partes que compunham a estrutura. O arranjo foi levado ao Tanque Hidroacústico do IPqM onde foram realizados os testes de funcionamento, tendo sido verificada a Sensibilidade de cada um dos seus oito hidrofones, bem como levantadas as Repostas Direcionais para frequências na faixa de 6460 a 8460 Hz. Todos os resultados foram satisfatórios e o equipamento, a partir de então, considerado pronto para aplicações no mar.

Todos os três experimentos foram realizados em Arraial do Cabo com apoio do IEAPM. O primeiro com o objetivo de realizar os primeiros testes do sistema no mar. O segundo com o objetivo de análise de DOA e o terceiro com o objetivo de levantamento de curvas Pe x Eb/N0 do canal, com a aplicação de técnicas de diversidade espacial.

Os dados do primeiro experimento mostraram alguns efeitos do multipercurso como o espalhamento do sinal no tempo, que provoca ISI nas comunicações digitais, resposta do canal seletiva em frequência, desvanecimento do sinal devido, por exemplo, às ondulações na superfície e intenso ruído biológico, proveniente de fontes próximas e distantes do arranjo. Além disso, também puderam ser observadas: a importância em se trabalhar com sistemas aterrados e com os potenciais elétricos das partes equalizados; com equipamentos que permitam visualizar os sinais transmitidos e recebidos em tempo real, visando a minimizar a possibilidade de gravação de sinais de qualidade duvidosa; as vantagens em se trabalhar na recepção com sistema alimentado por inversor de tensão e bateria; a necessidade em se controlar os ruídos numa embarcação em situações de experimentos acústicos, além dos cuidados quando do uso de rádio VHF, que podem provocar indução de ruído nos sistemas em teste.

Os dados do segundo experimento foram confrontados com simulações do modelo "Bellhop", tendo apresentado resultados bastante coerentes. No entanto, não foram identificadas vantagens significativas em se prever DOA com o modelo, apesar dos bons resultados alcançados com a técnica de soma fasorial, pelo fato de que a DOA varia muito com o tempo, devido, por exemplo, ao movimento da superfície do mar. Apesar disso, foi observado que a faixa de DOA, em princípio, é menos sensível às variações temporais do sinal e espaciais, no que se refere às posições do projetor e arranjo na coluna d'água. Tais comportamentos foram fundamentais à escolha das técnicas de "beamforming" utilizadas no terceiro experimento.

Os dados do terceiro experimento mostraram, inicialmente, o canal ser do tipo Rayleigh, que possui uma característica marcante: são necessárias grandes variações de Eb/N0 para se alcançar pequenas variações de probabilidade de erro de bit (Pe), ou seja, aproximadamente 10 dB por ordem de grandeza de Pe. O custo é bastante elevado, pois alterar 10 dB significa, por exemplo, aumentar a potência de transmissão 10 vezes ou utilizar um arranjo linear na recepção do tipo UWLA com aproximadamente 28 sensores. Pudemos também observar que a posição do hidrofone na coluna d'água influenciou os resultados. Com os canais somados pôde ser vista a evolução do ganho na medida em que o número de sensores foi progressivamente aumentado, com um porém: essa evolução também dependeu do valor de Eb/N0, o que foi um comportamento inesperado. Nesse processo foi observado que, na média, para um valor de Eb/N0 aproximadamente 22 dB, a diferença entre os ganhos teórico e prático foi de 4,35 dB, mostrando que os arranjos no mar, têm, em princípio, um ganho 2,72 vezes menor em comparação com o valor teórico. Os resultados do "Select Diversity" foram inferiores aos resultados com canais somados. Por fim os melhores resultados foram conseguidos com o uso do "Beamforming" do tipo DAS com "steering" realizado símbolo a símbolo, porém a um custo de maior processamento.

Diante do exposto, os resultados do DAS com "steering" realizado símbolo a símbolo nos mostram que quando tivermos limitação de quantidade de hidrofones para a montagem de um arranjo, devemos investir em processamento de sinais, utilizando, inclusive, técnicas mais complexas do que as aqui estudadas.

Caso haja maior disponibilidade de hidrofones ou de cerâmicas piezoelétricas para a construção de um arranjo, os resultados com os canais somados se mostram como a melhor opção. Primeiro, pela maior simplicidade na construção do arranjo, decorrente da simples ligação das cerâmicas em série. Segundo, dependendo do número de cerâmicas, podemos dispensar o uso de pré-amplificador no arranjo, o que, mais uma vez, simplifica a construção do mesmo por não necessitar de invólucros estanques para a instalação da eletrônica.

Apêndice A – Justificativa para escolha da frequência de 7,24 kHz

Aqui é apresentada a justificativa para escolha da frequência central do trabalho em 7,24 kHz ao invés de 18 kHz (ressonância do projetor), pois, em princípio, estaria perdendo aproximadamente 18 dB em resposta de transmissão.

Observemos inicialmente a Figura 152 que ilustra a dependência da SNR com a frequência e o alcance pretendido (STOJANOVIC e PREISIG, 2009).



FIGURA 152. SNR em função da frequência e distância pelo fator 1/A(l, f)N(f).

A Figura 152 mostra que, dependendo do alcance pretendido, existe uma frequência central (f_c) ótima e uma decorrente banda passante. Nesse contexto, a primeira escolha foi de trabalhar na faixa de aproximadamente 2 a 10,5 kHz, ilustrada pelas linhas pontilhadas em vermelho, cujas frequências permitem um alcance da ordem de 10 km.

Escolhida a faixa de trabalho, o próximo passo foi observar as características de resposta de transmissão do projetor Lubell modelo LL-1424HP, ilustradas na Figura 153, equipamento inicialmente disponível para os experimentos.



FIGURA 153. Resposta de transmissão do projetor Lubell modelo LL-1424HP.

As linhas tracejadas em vermelho na Figura 153 mostram que a faixa de 6,5 a 7,8 kHz possui resposta de transmissão variando apenas 2 dB, situação importante pois o trabalho não utiliza equalizadores na recepção. Considerando que essa faixa se encontra aproximadamente no meio da faixa de 2 a 10,5 kHz da Figura 152, escolhe-se, portanto, a frequência central de 7,24 kHz, que atende, tanto às restrições supracitadas, quanto às restrições impostas pela própria estrutura mecânica do arranjo.

No entanto, é importante destacar que, após o arranjo ter sido construído na frequência central de 7,24 kHz, durante os testes do sistema de transmissão no IPqM, o projetor Lubell LL-1424HP apresentou defeito. Não dispondo de outro projetor do mesmo modelo, o único projetor disponível foi o ITC 1001, utilizado neste trabalho, que atendeu, da mesma forma, aos objetivos pretendidos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] CLAY, C.; MEDWIN, H. Acoustical Oceanography. [S.I.]: [s.n.], 1977.
- [2] EVANS, J. E.; JOHNSON, J. R.; SUM, D. F. High Resolution Angular Spectrum Estimation Techniques for Terrain Scattering Analysis ans Angle of Arrival Estimation in ATC Navigation and Surveilliance System. Lexington, MA: MIT Lincoln LAB, 1982. p. Rep. 582.
- [3] HEWLETT-PACKARD COMPANY. Digital Modulation in Communications Systems An Introduction. **Application Note 1298**, p. 48, 1997.
- [4] HIDROGRÁFICO, I. Actas das 2.as Jornadas de Engenharia Hidrográfica. Lisboa Portugal: Grafilinha – Trab. Gráficos e Publicitários, Lda., 2012.
- [5] SOMÄKI, P.; ISOAHO,. On Diversity Combining. TUCS Technical Report, n. 884, p. 25, April 2008.
- [6] LIBERTY, J. C.; RAPPAPORT, T. S. Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Aplications. New Jersey: Prentice Hall PTR, 1999.
- [7] MAGALHÃES, F. L. Apostila da Disciplina COV 806 Problemas Especiais em Engenharia Costeira, PEnO/COPPE/UFRJ, outubro 2001. 185.
- [8] PORTER, M. B. The BELLHOP Manual and User's Guide: PRELIMINARY DRAFT, La Jolla, CA, USA, 31 jan. 2011. 57.
- [9] SCHMIDT, R. O. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation. In: IEEE Trans. on Antennas ans Propagation. [S.l.]: [s.n.], v. AP-34, 1986. Cap. 3, p. 276-280.
- [10] SHAN, T. J.; WAX, M.; , K. On Spatial Smoothing for Estimation of Coherent Signals. In: IEEE Trans. on Acoustics. [S.I.]: [s.n.], Aug. 1985. p. 802-811.
- [11] SPHERICAL hydrophone ITC 1001. Disponivel em: http://www.directindustry.com/prod/international-transducer/spherical-hydrophones-25344-578713.html>.
- [12] STOJANOVIC, M. Underwater Acoustic Communication, Northeastern University, Boston, MA 02115. 33.
- [13] STOJANOVIC, M.; PREISIG, Underwater Acoustic Communication Channels: Propagation Models and Statistical Characterization. IEEE Communications Magazine, p. 84-89, 2009.
- [14] TIMME, R. W. Speed of Sound in Castor Oil, Orlando, 20 march 1972. 4.
- [15] TREES, H. L. V. Optimum Array Processing. [S.I.]: Wiley-Interscience, 2002.
- [16] YANG, W. Y. MATLAB/Simulink for Digital Signal Processing. Seoul Korea: Hongrung Publishing Company, 2012.