

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

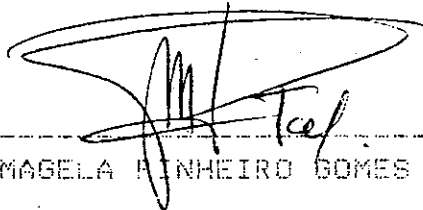
TRATAMENTO ESTATÍSTICO DE SINAIS  
ANÁLISE E RECONHECIMENTO AUTOMÁTICO  
DE SINAIS ACÚSTICOS SUBMARINOS

POR

CC JOSÉ ROBERTO MOTTA DA SILVA

TESE SUBMETIDA  
COMO REQUISITO PARCIAL  
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE  
MESTRE EM CIÊNCIAS  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Assinatura do Orientador da Tese



TC GERALDO MAGELA PINHEIRO GOMES - M.C.

Rio de Janeiro, RJ

Dezembro, 1987

Esta obra é dedicada, especialmente, aos meus pais, que souberam dar muito apoio nos momentos mais difíceis deste trabalho. Dedico, ainda, à memória do CA RODIN de Dantas Sá pelo espírito marinho e pela antevisão do benefício de técnicas computacionais, como auxílio aos operadores dos sonares passivos dos submarinos brasileiros e, também, da Bacharel em Física e M. Sc. em Engenharia Oceânica Martha Maria Dias Veiga por sua dedicação ao trabalho e por iniciar o emprego, no âmbito da Marinha, do tratamento discreto de sinais na acústica submarina.

## AGRADECIMENTOS

Ao ENEX, à SCT e ao INE pelo deferimento da vaga no curso de pós-graduação no nível de mestrado em Engenharia Elétrica e pela oportunidade de concluí-lo durante o período previsto para realização do Curso de Função Técnica Avançada (C-FTA).

Ao EMA, DGMM, à DEnsM, à DACM e a DPMM pela autorização, em curto espaço de tempo, do ingresso no IME para realização do C-FTA e a possibilidade do término do curso de mestrado.

À FORSUB, ao CIAMA, ao IPqM, ao CASNAV, ao CASOP (Estação Acústica Submarina) pela autorização em dialogar com os pesquisadores e especialistas e pelo fornecimento dos recursos necessários para conclusão desta tese.

Aos TC (GEM), Mestres em Ciências, Geraldo Magela Pinheiro Gomes e Marcelo Augusto Tuttman pela orientação e pela co-orientação, respectivamente, em que pese não terem conhecimentos da acústica submarina, criaram condições necessárias e suficientes para o término deste estudo no IME.

Ao Dr. Teodoro Oniga pela experiência de longos anos, pelo apoio e pela dedicação transmitidos durante todo o trabalho.

Ao M. Sc. Edson Bonsaver pela experiência transmitida sobre as técnicas de processamento de sinais empregadas em sonares e pela participação na banca de avaliação do presente trabalho.

Ao Comte Parente, cujo nome é bastante conhecido por seus estudos sobre sonar, pelas sugestões e apontamentos fornecidos para elaboração do trabalho.

Do curso de graduação do IME, aos alunos Geber, Rafael, Almeida e Castelo pela valiosa colaboração na elaboração dos programas e aos alunos Freire, Drummond, Gabriel, e Ricardo pela dedicação e esforço no desenvolvimento do trabalho sobre transdutores de sonares, do qual colhi subsídios para a monografia.

À seção de eletricidade (SE-3) através de sua Chefia, professores, pesquisadores e funcionários pelo apoio total recebido durante este período como aluno de pós-graduação.

A todos que direta ou indiretamente colaboraram na concretização desta tarefa e, em particular, ao Sr. (HN) Clive pela alta qualidade das ilustrações, ao Sr. Diavo pelo requinte das fotografias elaboradas para a defesa, à Analista Angela Klent pelo rigor técnico na versão do sumário para a língua alemã e à Smta. Cláudia Helena Uchôa Baptista pelo elegante trabalho de datilografia.

## SUMÁRIO

O sonar passivo, quando empregado a bordo de submarinos (convencionais ou nucleares), exige uma atenção constante do seu operador, o qual, submetido a um treinamento contínuo (às vezes, até exaustivo), fica preparado para que, durante a análise dos sinais captados, possa detectar, indentificar, classificar e avaliar um conjunto de informações específicas extraídas de um universo constituído de uma infinidade de sons e ruídos, misturados, distorcidos, amortecidos, desenvolvendo, assim, uma capacidade operacional.

Este trabalho pretende contribuir para uma emulação do ouvido de um operador humano de sonar passivo, através de uma experimentação em laboratório e de métodos, utilizados para a classificação de padrões, encontrados na literatura sobre o assunto. O trabalho é desenvolvido em duas fases: uma de análise dos sinais e preparo dos padrões, outra de reconhecimento de sinais por comparação com os padrões.

Na primeira fase, os sinais são armazenados em um conjunto de fitas cassetes, com nível de ruído reduzido pelo sistema DOLBY NR tipo C; em seguida, opera-se a transformação dos espectros, utilizando como modelo a Lei logarítmica de Weber-Fechner, e a transferência, como sinais discretizados, para uma memória em disquete, a fim de compor os "carinfos" (características informativas) de um espaço  $p$ -dimensional, com  $p=33$  (terços de oitava). A fim de encontrar estruturas homogêneas e "bem-comportadas" utilizou-se a técnica de agrupamento (clustering). Elaboram-se, assim, os  $C$  padrões obtidos como médias de  $n$  valores,  $i=1,2,\dots,k$ , onde  $k$  indica o número de observações mais marcantes em cada  $C$ .

Na segunda fase utiliza-se como grandeza (ou quantificador) de comparação a distância (euclideana e quadrática) entre um vetor sinal e os vetores padrões, a menor distância sendo adotada como critério de classificação.

As aplicações do método mostraram bons resultados em cerca de 2/3 dos casos. O controle através de operadores experimentados de sonar conduziu a resultados ligeiramente diferentes, porém, na média, com o mesmo índice de acerto. Considerando que apenas duas das três dimensões do sinal acústico foram levadas em conta, tais resultados parecem perfeitamente normais e compatíveis entre si.

## ABSTRACT

The passive sonar, when used in submarines (conventional or nuclear), requires constant attention from his operator, who, being submitted to a continuous training (even exhaustive sometimes), becomes prepared to analyse the received signals in order to detect, identify, classify and evaluate a set of specific informations extracted from an infinity of sounds and noises, mixed, deformed, weakened, developing in this way an operational ability.

This work aims to bring a contribution to the emulation of the hearing of a human passive sonar operator, by means of experimentation in laboratory and the utilization of the methods of pattern recognition encountered in the specific litterature. The work comprises two phases: firstly, the analysis of signals and the preparing of patterns; and secondly, the recognition of signals by comparison with those patterns.

In the first phase, the signals are registered in magnetic tapes (cassettes), with low noise level, granted by the DOLBY NR type C system; afterwards, the spectres are transformed, using the model derived from the logarithmic law of Weber-Fechner, and then the discretized signals are transferred on a disquette memory unit, in order to compound the 'carinfos' (informational characteristics) in a p-dimensional space with  $p=33$  (thirds of octaves). The obtention of homogeneous and "well-comported" structures requires the use of a clustering technique. The result is a set of C patterns obtained as means of  $n_i$  values,  $i=1,2,\dots,k$ , where k indicates the number of relevant observations in each C.

In the second phase, the distances (euclidean and quadratic), between the signal vector and the patterns are used as quantifiers, the classification being based on the minimum distance criterium.

The applications of the method have shown good results in circa 2/3 of the cases. The control via experimented sonar operators indicated results slightly different, but with the same mean hitting. Taking in mind that only two from the three dimensions of any acoustical signal were considered, those results seem perfectly normal and inter-compatible.



## RESUME

Lorsqu'il est employé à bord de sous-marins (conventionnels ou nucléaires), le sonar passif demande une attention constante de la part de son opérateur, lequel, soumis à un entraînement ininterrompu (même exhaustif parfois) devient apte à effectuer l'analyse des signaux captés à fin de détecter, identifier, classer et évaluer un ensemble d'informations spécifiques extraites d'un univers constitué par une infinité de sons et bruits, mélangés, déformés, amortis, développant ainsi une capacité opérationnelle.

Le présent travail prétend apporter une contribution à l'émulation de l'ouïe d'un opérateur humain d'un sonar passif, moyennant une expérimentation en laboratoire et l'utilisation des méthodes de classement des configurations ("pattern recognition") rencontrées dans la bibliographie afférente. Le travail comporte deux phases: analyse des signaux et préparation des patrons de configurations d'abord, reconnaissance de signaux par comparaison avec les configurations patrons ensuite.

Dans la première phase, les signaux sont enregistrés sur des bandes magnétiques (cassettes), avec un niveau de bruit réduit par le système DOLBY NR type

C; on opère ensuite la transformation des spectres, en utilisant comme modèle la Loi logarithmique de Weber-Fechner, et le transfert, sous la forme de signaux discrétisés, sur une mémoire en disquette à fin de composer les "carinfos" (caractéristiques informationnelles) d'un espace  $p$ -dimensionnel, avec  $p=33$  (tiers d'octave). Pour rencontrer des structures homogènes et "bien comportées", on a utilisé la technique du groupement (essaimage). On a élaboré, de la sorte,  $C$  configurations de base, ou patrons, obtenus comme moyennes de  $n$  valeurs,  $i=1,2,\dots,k$ , où  $k$  indique le numéro d'observations plus relevantes dans chaque  $C$ .

Dans la seconde phase on prend comme grandeur (ou quantificateur) de comparaison la distance (euclidéenne et quadratique) entre un vecteur signal et les vecteurs patrons des configurations de base, la moindre distance étant adoptée comme critère de classement.

Les applications pratiques de la méthode ont montré de bons résultats dans les  $2/3$  environ des cas. Le contrôle à travers des opérateurs expérimentés de sonar a conduit à des résultats légèrement différents, mais, en moyenne, avec le même indice de coïncidence. Si l'on tient compte que, des trois dimensions d'un signal acoustique on n'a considéré que deux, ces résultats semblent parfaitement normaux et compatibles entre eux.

## RESUMO

La pasiva sonaro (submarsonsondilo), kiam usata surŝipe de submarŝipoj (interkonsentaj aŭ nukleaj) postulas senĉesan atenton de la operaciisto, kiu, submetigita al konstanta ekzercado (kelkfoje, ĝis laciĝo), sin pretigas por, dum la analizo pri kaptitaj signaloj, detekti, identigi, klasifiki, kaj mesuri kolekton de specifaj informoj ekstraktataj el akustiksignalaroj konsistigitaj de multego da sonoj kaj bruetoj, kunmiksitaj, sanĝitaj, mallaŭtigitaj, kio kreskigas la kapablecon de la menciita operaciisto.

Ĉi tiu verko intencas kontribui por emuli (maŝinegaligi) al la orelo de la homa pasivsonaroperaciisto, per eksperimento en laboratorio kaj per metodoj utiligitaj por la normklasifikado trovitaj en la literaturo pri ĝi. La verko prezentas du fazojn: unue per la analizo pri signaloj, due per la rekono pri signaloj por komparado kun la normoj.

En la unua fazo, la signaloj estas entenigitaj en magnetismrubandetojn, kun bruenivelo malpliigita per la sistemo DOLBY NR tipo C; tuj poste, ĝi estigas la transformadon al spektroj (frekvencvidado), kiu utiligas kiel modelon la logaritmelegon de Weber-Fechner, kaj la translokon, kiel senfrakciatajn signalojn, al memormaŝino en la disketo, por kunmeti la "carinfos" (sciigitajn karakterizajojn) je  $p$ -dimensia spaco, kien  $p=33$  (tercioj de la oktavo). Por trovi homogenajn kaj "bonkonduktatajn" strukturojn, la kunigita tekniko (clustering) estis utiligata. Tiel, la  $C$  normoj akiritaj kiel meznombroj je  $n$  valoroj estis ellaboritaj,  $i=1,2,\dots,k$ , kie  $k$  montras la nombro da observoj pli distingaj en ĉiu  $C$ .

En la dua fazo, oni uzas kiel grandecon (aŭ grandigilon) por komparado la distancon (eŭklideanan kaj kvadratan) inter unu vektorsinalo kaj la vektornormoj, kaj la malpli distanco estas uzata kiel klasifikokriterio.

Aplikadoj de la metodo montris bonajn rezultatojn proksimume  $2/3$  de la studitaferojn. La kontrolo per eksperimentaj sonaroperaciistoj kondukis al la rezultatoj malmulte diversaj, sed, je la mezo, kun la sama trafindiko. Kiam oni konsideras ke nur du el la tri dimensioj de la akustiksinalo estis analizitaj, tiuj rezultatoj ŝajnas perfekte normalaj kaj similaj inter ili.

## ZUSAMMENFASSUNG

Das Passivsonar verlangt, sobald es an Bord von ( konventionellen oder nuklearen ) Unterseebooten eingesetzt wird, eine konstante Aufmerksamkeit seitens seines Auswerters. Dieser wird durch eine kontinuierliche ( manchmal erschöpfende ) Ausbildung in die Lage versetzt, während der Analyse der empfangenen Signale, eine Reihe von spezifischen Informationen zu detektieren, identifizieren, klassifizieren und zu beurteilen und so eine wirkungsvolle Tätigkeit zu entwickeln. Die Informationen werden aus einer Gesamtheit, die aus einer unendlichen Anzahl von gemischten, verzogenen und geschwächten Tönen und Geräuschen besteht, ausgesucht.

Auf Grund von Laboratoriumsversuchen und Literatur über die benutzten Methoden für die Klassifizierung von Normen, versucht diese Arbeit bei der Nachahmung eines menschlichen PassivsonarAuswerters beizutragen. Diese Arbeit ist in zwei Phasen unterteilt : eine für die Signalanalyse und Vorbereitung der Normen, die andere für die Wiedererkennung der Signale durch Vergleiche mit den Normen.

In der ersten Phase werden die Signale in einer Reihe von Kassetten gespeichert, deren Geräuschniveau durch das System Dolby NR Typ C reduziert wird. Anschließend wird die Transformation der Spektren vollzogen, wobei als Modell das logarithmische Gesetz

von Weber-Fechner benutzt wird, und die Transferenz, als diskretisierte Signale, zu einem Speicher, um die "carinfos" ( informative Charakteristika ) eines  $p$ -dimensionalen Raumes zusammenzustellen, mit  $p=33$  ( Oktaventerzen ). Um homogene und "sich gut verhaltende" Strukturen zu finden, wurde die Gruppierungstechnik ( Clustering ) benutzt. So bilden sich also die C Normen, die als Durchschnittswerte der  $n_i$  Werte gefunden wurden,  $i = 1,2,\dots,k$ , wobei  $k$  die Anzahl von besonders markanten Beobachtungen in jedem C darstellt.

In der zweiten Phase gebraucht man als Vergleichswert ( oder Quantifikator ) die Entfernung ( euklidianische oder quadratische ) zwischen einem Signalvektoren und den Normenvektoren, wobei als Klassifizierungskriterium die kürzeste Entfernung gewählt wird.

Die Anwendungen dieser Methode zeigten gute Ergebnisse in etwa  $2/3$  der Fälle. Die Kontrolle durch erfahrende Sonarauswerter führte zu etwas verschiedenen Ergebnissen, aber trotzdem, im Durchschnitt, zum gleichen Erfolg. Berücksichtigt man, daß nur 2 der 3 Dimensionen des akustischen Signals in Betracht gezogen wurden, scheinen diese Ergebnisse vollkommen normal und unter sich vereinbar zu sein.

## ÍNDICE

SOMÁRIO	iv
ABSTRACT	vi
RESUME	viii
RESUMÓ	x
ZUSAMMENFASSUNG	xii
LISTA DE TABELAS	xvii
LISTA DE ILUSTRAÇÕES	xx
FOLHA DE CONVENÇÕES	xxv
I. INTRODUÇÃO	1
1.1- Instrumentos de Observação Submarina	1
1.2- Identificação das Fontes de Ruído e Som no Mar	3
1.2.1- Ruídos das Plataformas Móveis	4
1.2.1- Ruídos e Sons Biológicos	9
1.3- Propósito da Tese	9
II. CONSIDERAÇÕES GERAIS	11
2.1- Descrição de um Típico Sonar Passivo	11
2.1.1- Equação Básica de Detecção Sonar Passivo	11
2.1.2- Composição Básica de um Sonar Passivo Moderno	15

2.2-	Análise Espectral dos Sinais de um Sonar Passivo	19
2.2.1-	Principais Fontes de Sinais Acústicos Submarinos	19
2.2.1.1-	Ruídos das Máquinas	19
2.2.1.2-	Ruídos dos Hélices Propulsores	20
2.2.1.3-	Ruídos e Sons Biológicos	24
2.2.2-	Técnicas para Classificação dos Sinais Acústicos Submarinos	26
2.2.3-	Sinais de um Sonar Passivo no Domínio da Frequência	29
2.2.3.1-	Plataformas móveis	29
2.2.3.2-	Ruídos e Sons Biológicos	31
2.3-	Tipos de Transdutores e Respostas Respostas	33
III.	CAPTAÇÃO E TRATAMENTO DOS SINAIS ACÚSTICOS	40
3.1-	Gravação, Conversão e Transferência dos Sinais em Estudo	41
3.1.1-	Gravação em Fita Magnética de Áudio	42
3.1.2-	Conversão A/D e Transferência dos Sinais Discretizados para Discos Flexíveis	44



3.2-	Análise Espectral dos Sinais	48
3.2.1-	Mapeamento Espectral	49
3.2.2-	Espectro Discretizado do Sinal	50
3.2.3-	Espectro Utilizando a Faixa de Ditava	53
IV.	SISTEMAS DE RECONHECIMENTO DE PADRÕES	57
4.1-	Considerações Teóricas	60
4.1.1-	Análise dos Padrões	60
4.1.2-	Processos para Reconhecimento de Padrões	62
4.2-	Resultados Obtidos	69
4.2.1-	Método da "Distância Euclideana"	69
4.2.2-	Método da "Distância Quadrática"	78
4.3-	Apresentação Global dos Resultados	78
V.	CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS	81
ANEXO 1-	FATOR DE ATENUAÇÃO DO SINAL ACÚSTICO SUBMARINO	86
ANEXO 2-	TRATAMENTO DE SINAIS CONTÍNUOS POR MÉTODOS DISCRETOS	88
ANEXO 3-	LISTAGEM DE PROGRAMAS	118
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	149

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1: Fontes de ruído propagado no mar observadas em plataformas com propulsão diesel-elétrica (convencional)	6
TABELA 2 : Parâmetros característicos de um sonar passivo	12
TABELA 3: Posições das gravações dos sinais acústicos submarinos	43
TABELA 4: Quantidade de observações acústicas submarinas compensadas em frequência para cálculo do vetor médio a ser utilizado na classificação pelas distâncias euclideana e quadrática	66
TABELA 5: Resultado da distância euclideana para 1/3 de oitava, sendo o sinal desconhecido qualificado, a priori, como camarão	70

TABELA 6: Resultado da distância euclidiana para  $1/3$  de oitava, sendo o sinal desconhecido qualificado, a priori, como baleia 71

TABELA 7: Resultado da distância euclidiana para  $1/3$  de oitava, sendo o sinal desconhecido qualificado, a priori, como fricção de eixo 72

TABELA 8: Resultado da distância euclidiana para  $1/3$  de oitava, sendo o sinal desconhecido qualificado, a priori, como hélice-cantante 73

TABELA 9: Resultado da distância euclidiana para  $1/1$  de oitava, sendo o sinal desconhecido qualificado, a priori, como camarão 74

TABELA 10: Resultado da distância euclidiana para  $1/1$  de oitava, sendo o sinal desconhecido qualificado, a priori, como baleia 75

TABELA 11: Resultado da distância euclideana para  
1/1 de oitava, sendo o sinal  
desconhecido qualificado, a priori,  
como fricção de eixo

76

TABELA 12: Resultado da distância euclideana para  
1/1 de oitava, sendo o sinal  
desconhecido qualificado, a priori,  
como hélice-cantante

77

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Espectro acústico e faixas de emprego dos sonares	3
Figura 2: Diagrama em blocos simplificado de um sonar passivo	16
Figura 3: Espectro das características do ruído propagado por um submarino	30
Figura 4: Espectro característico do som propagado por uma baleia	32
Figura 5: Espectro característico do ruído propagado pelo camarão-"estalo"	33
Figura 6: a) Material piezoelétrico em repouso	35
b) Material piezoelétrico sob influência de um campo elétrico	35
c) Material piezoelétrico sob influência do mesmo campo elétrico com a polaridade invertida	35

Figura 7: Material magnetostritivo sob influência de um campo magnético	36
Figura 8: Efeito eletrostritivo sob influência de um campo elétrico	37
Figura 9: a) Resposta em tempo do gravador no analisador	42
b) Resposta em frequência do gravador no analisador	42
Figura 10: a) Resposta em tempo do ruído aleatório gerado pelo analisador	46
b) Resposta em frequência do ruído aleatório gerado pelo analisador	46
Figura 11: Fluxograma do sistema de gravação e transferência das observações	48
Figura 12: Mapeamento espectral de um sinal acústico submarino	49
Figura 13: Espectro médio discretizado e observação contínua de um sinal eixococt	52

Figura 14: Espectro médio discretizado e observação contínua de um sinal helicópt	52
Figura 15: Espectro utilizando a faixa de 1/3 oitava e observação contínua de um sinal helicópt	54
Figura 16: Espectro utilizando a faixa de 1/3 oitava e observação contínua de um sinal helicópt	55
Figura 17: Resposta em frequência, armazenada, do gravador no analisador	56
Figura 18: Resposta em frequência, armazenada, do ruído aleatório gerado pelo analisador	56
Figura 19: Agrupamento de observações em um espaço tri-dimensional	59
Figura 20: Fluxograma de um sistema automático de classificação	59

Figura 21: Representação esquemática de vários sons e ruídos observados no meio submarino

84

Figura 22: pulso retangular nos domínios (a) do tempo e (b) freqüência e a função sinc nos domínios (c) do tempo e (d) da freqüência

97

Figura 23: representações da função impulso unitário, para  $t=0$ , nos domínios (a) do tempo e (b) da freqüência, e para  $t \neq 0$ , nos domínios (c) do tempo e (d) da freqüência

99

Figura 24: Excitação de uma função impulso unitário a um sistema linear e a resposta correspondente, para  $t=0$ , a) e b), e para  $t \neq 0$ , c) e d), respectivamente

100

Figura 25: Elemento impulsivo de uma função qualquer  $f(t)$

101



Figura 26: Espectro de três pulsos retangulares igualmente espaçados	103
Figura 27: Espectro de um trem de pulso finito	105
Figura 28: Sinal no domínio do tempo (a) de faixa ilimitada e (b) sua amostragem, e sinal no domínio do tempo (c) de faixa limitada e (d) sua amostragem	110
Figura 29: Fluxograma da decomposição por dois para decimização em frequência para o cálculo de oito pontos em DFT	117

## FOLHA DE CONVENÇÕES

Símbolo	Nome ou significado
a	Fator de atenuação do sinal acústico.
$a_n$	Coefficientes da série de Fourier.
C	Constante inteira.
comb $f(t)$ T	Função de amostragem de um sinal $f(t)$ no domínio do tempo.
D	Distância entre a fonte e o receptor do sinal acústico.
dB	Decibel, unidade de medida relativa.
DFT	Transformada discreta de Fourier.
f	Frequência do sinal, expressa em Hz ou kHz.
$f(n)$	Inversa da transformada de Fourier discreta.
$f(t)$	Inversa da transformada de Fourier e função no domínio do tempo.

$f(t - t_0)$	Inversa da transformada de Fourier e função, deslocada da origem, no domínio do tempo.
$f(x)$	Função complexa.
FM	Figura de mérito de um sonar passivo, expressa em decibels.
$F(f)$	Transformada de Fourier, no domínio da frequência.
$F(k)$	Transformada de Fourier discreta de um sinal contínuo.
$F(2k)$	Transformada de Fourier discreta, sendo uma seqüência de ordem par.
$F(2k + 1)$	Transformada de Fourier discreta, sendo uma seqüência de ordem ímpar.
$g(n)$	seqüência dos primeiros $(N/2)$ pontos que geram a DFT.
$h(n)$	seqüência dos últimos $(N/2)$ pontos que geram a DFT.
$h(t)$	Resposta de um sistema linear ao impulso unitário, no domínio do tempo.
Hz	Hertz, ou ciclos por segundo.
I	Intensidade da energia do sinal acústico, expressa em decibels.

Io	Intensidade da energia do sinal, em referência a uma distância de 1 jarda entre a fonte e o receptor, e expressa em decibels.
ID	índice de diretividade do transdutor, expressa em decibels.
J	Raiz quadrada de -1.
J	Distância euclideana.
J <sup>e</sup>	Distância quadrática.
J <sup>q</sup>	Vetor médio de "carinfos".
m	J-ésimo elemento do vetor m.
m <sup>j</sup>	Termo positivo, necessário para manter o nível do sinal acústico acima do mínimo discernível e expresso em decibels.
No	Sinal mínimo discernível, expresso em decibels.
ND	Sinal mínimo discernível, expresso em decibels.
NM	Ruído do ambiente, expresso em decibels, relativo a 1 micropascal ( $10^{-5}$ dina/cm <sup>2</sup> ).
NP	Perda de propagação, expressa em decibels, em referência a um ponto afastado 1 jarda da fonte emissora do sinal acústico.

NS	Nível de sinal acústico, expresso em decibels relativo a 1 micropascal ( $10^{-5}$ dina/cm <sup>2</sup> ), em referência a um ponto afastado de 1 jarda da fonte emissora do sinal acústico e situado sobre a linha que liga a fonte ao receptor.
$r(x)$	Função peso não negativa, para relacionar funções básicas de expansão ortogonais, sobre uma dada região $[x_1, x_2]$ .
R	Intensidade do ruído do meio ambiente, inclusive dos transdutores, expressa em decibels.
$\int_{-T}^T f(t) dt$	Repetição, da função $f(t)$ no intervalo T indicado.
$\text{rect}(t/t_p)$	Pulso retangular unitário no domínio do tempo.
$\text{sinc}(t/t_p)$	Inversa da transformada de Fourier do pulso retangular unitário, no domínio do tempo.
t	Período de amostragem para discretização de uma função no domínio do tempo.

$t_p \text{ rect}(ft_p)$	Transformada de Fourier da inversa da transformada de Fourier de um pulso retangular unitário no domínio do tempo.
$t_p \text{ sinc}(t/t_p)$	Transformada de Fourier do pulso retangular unitário, no domínio do tempo.
T	Período de uma função no domínio do tempo.
$u(k)$	Janela retangular no domínio do tempo.
$y^{(i)}$	Vetor de "carinfos" da i-ésima observação.
W	Matriz de covariância.
$W_N$	Raiz n-ésima de menor argumento de $\exp(-j 2 \pi/f)$ .
$x^{(i)}$	Decomposição vetorial da observação i em p sub-bandas.
Z	Matriz de um agrupamento.
	Constante de proporcionalidade.
$\varphi(x)$	Função básica de expansão de uma forma de onda, no domínio do tempo.
$\delta_{mn}$	Símbolo delta de Kronecker.
$\delta(t)$	Função impulso unitário de Dirac, no domínio do tempo.
$\omega$	Frequência angular do harmônico n, expressa em radianos/segundo.

$W$  Inversa do período  $T$ .  
 $W_{comb}$  Transformada da função de amostragem de um sinal no domínio do tempo.  
 $W_{rep}$  Transformada da função de amostragem de um sinal  $f(t)$  no domínio do tempo.

## CAPÍTULO I

### INTRODUÇÃO

#### 1.1 - Instrumentos de Observação Submarina

Os submarinos movimentam-se submersos em um meio onde, de um modo geral, a propagação das ondas eletromagnéticas é extremamente difícil, alcançando apenas curtas distâncias a partir da fonte transmissora. Na verdade, comparando as ondas luminosas com as sonoras segundo os critérios básicos de observação do ambiente, quais sejam:

- distância de penetração;
- velocidade de propagação;
- potencial de resolução;

constata-se que a luz possui menor capacidade de penetração, porém transporta maior quantidade de informação e que sua velocidade de propagação é da ordem de  $300 \times 10^6$  m/s, enquanto que a do som na água é da ordem de 1500 m/s, ou seja, duzentas mil vezes menor.

Com relação aos potenciais de resolução, Horton<sup>1</sup> afirma que as pesquisas indicaram os seguintes resultados:



- ondas eletromagnéticas  
possuem baixa distância de penetração e potencial de resolução inferior ao da luz;
- campos elétricos e campos magnéticos  
possuem menor capacidade de penetração e menor potencial de resolução do que o som.

Conclui-se, portanto, que o instrumento de observação submarina mais adequado é o que utiliza o espectro sonoro como técnica fundamental de trabalho, devido à sua grande distância de penetração.

Considerando constantes os dois outros fatores básicos, dado que a velocidade de propagação do som na água é fixada pelas leis da natureza, a tentativa de aprimoramento da técnica de observação submarina está relacionada com a possibilidade de otimizar o potencial de resolução. Wittenborn afirma que, a partir de estudos empíricos, chegou-se à conclusão que o coeficiente de atenuação é da ordem de  $0,01 \times f^2$  dB/kj, onde  $f$  é expresso em kHz. (ver anexo 1), o que mostra que a energia acústica absorvida pela água cresce sensivelmente com o aumento da frequência  $f$ .

O equipamento típico para determinar a presença, a localização e a natureza de plataformas no mar é o SONAR (do inglês "SOund NAVigation and Ranging"), que pode ser, genericamente, de dois tipos:

o sonar ativo e o sonar passivo. O sonar ativo utiliza emissões com frequência perfeitamente definida, enquanto que o sonar passivo é eminentemente de escuta em larga faixa de frequências, sem emissão de onda sonora. As respectivas faixas de frequências cobertas por cada um deles são vistas na figura 1.

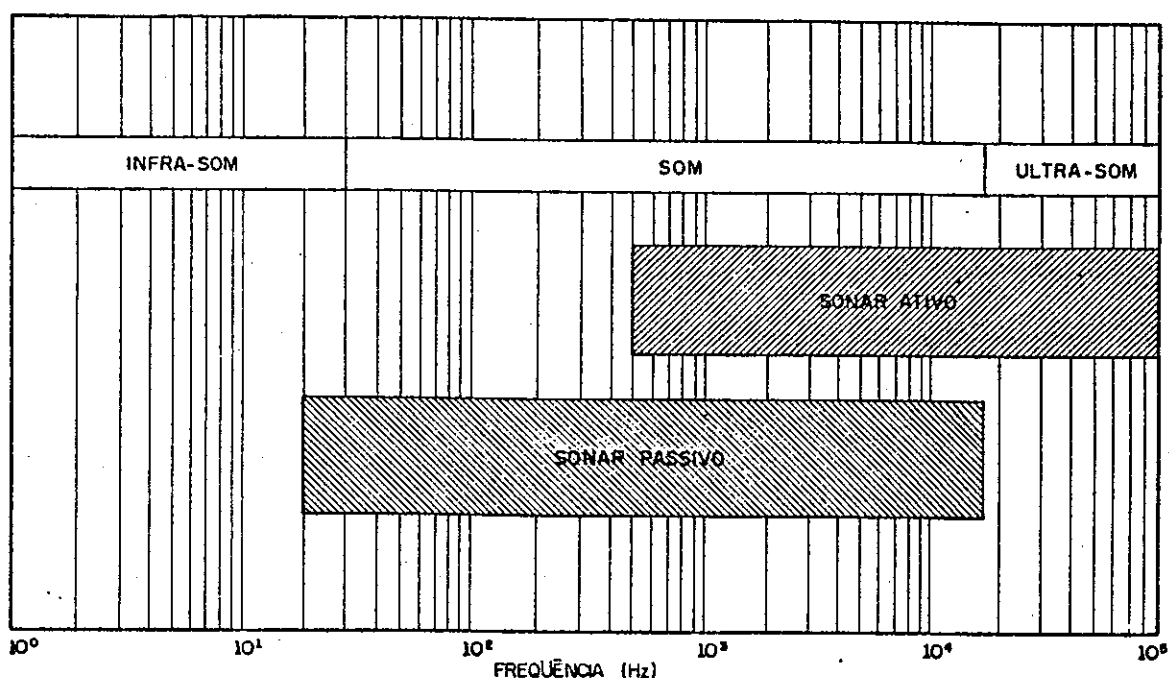


Figura 1: Espectro acústico e faixas de emprego dos sonares

## 1.2 - Identificação das Fontes de Ruído e Som no Mar

Historicamente, as profundezas dos oceanos evocavam um modelo de silêncio. Entretanto, esta lenda

deixou de constituir um fato, pois os níveis sonoros encontrados, mesmos nas regiões cuidadosamente protegidas nestes locais, ainda apresentam valores comparáveis aos dos parques ou jardins. Milhares de sons, cujas intensidades variam no tempo, podem ser identificados. De acordo com a nomenclatura corrente, entende-se por som a propagação de ondas sonoras produzidas por um corpo que vibra em meio material elástico, enquanto que ruído é um som confuso e prolongado. No estudo da propagação de sons submarinos, considera-se como ruído qualquer som estranho ao sinal gerado (sonar ativo) ou perseguido (sonar passivo). No presente trabalho, conceitua-se como som qualquer sinal sonoro portador de um conteúdo informativo (inclusive os emitidos por cetáceos), e como ruído qualquer sinal sonoro desprovido de um conteúdo informativo.

#### 1.2.1 - Ruídos das Plataformas Móveis

As plataformas móveis carregam sistemas de grande complexidade a fim de manter o controle dos respectivos governos, propulsão e habitabilidade. Tais sistemas são compostos por máquinas alternativas ou rotativas, com propulsão convencional ou nuclear. Quando estas máquinas entram em funcionamento, geram vibrações, que dão origem a ondas de pressão acústica,

cujo espectro ocupa uma larga faixa de frequências, propagando-se em todas as direções. As vibrações mais importantes (porque apresentam níveis de sinais mais intensos, que se superpõem aos demais a partir de certa velocidade da plataforma) são as provocadas pelos hélices propulsores e pelas máquinas motrizes.

### 5.6

Normalmente a faixa espectral mais significativa do sinal acústico submarino é a de 10 Hz até 20.000 Hz, destacando-se como objeto de estudo nas aplicações de detecção, classificação e acompanhamento de um alvo. Observa-se, nesta faixa, que as baixas frequências experimentam um fator de atenuação menor e, assim, podem alcançar maiores distâncias.

Os sonares passivos têm como propósito captar os sons propagados e tratar convenientemente as peculiaridades de cada um, de modo a permitir a distinção entre os ruídos oriundos da plataforma e os ambientais. Como ruídos ambientais, passíveis de interpretação como som, pode-se citar: a turbulência do oceano, o movimento das ondas na superfície provocado pelo vento, o ruído térmico, os distúrbios sísmicos e biológicos, e o tráfego comercial na superfície. Já os ruídos próprios das plataformas podem ser classificados, para fins didáticos, de acordo com suas respectivas fontes, a saber: ruído das máquinas, ruído dos hélices propulsores e o do escoamento hidrodinâmico.

O ruído das máquinas constitui uma parte do ruído total gerado por uma plataforma em movimento e tem, como origem, a maquinária, propagando-se para o mar através do casco. O ruído dos hélices propulsores é uma forma combinada de ruído, pois tem características comuns ao ruído das máquinas e ao ruído do escoamento hidrodinâmico. Finalmente, o ruído do escoamento hidrodinâmico tem como origem o escoamento da água ao redor do casco, de maneira irregular.

TABELA 1: Fontes de ruído propagado no mar observadas em plataformas com propulsão diesel-elétrica (convencional)

Ruídos das máquinas	Máquinas Propulsoras(motores principais, motores diesel,caixas reductoras) Máquinas Auxiliares(geradores, bombas diversas, equipamentos de ar condicionado)
Ruídos dos hélices propulsores	Cavitação no hélice Hélice avariado Guinadas e variação da velocidade Componentes discretos das pás Vibração harmônica das pás
Ruídos de escoamentos hidrodinâmicos	Irradiação do ruído de escoamento Excitação ressonante de cavidades, chapas e apêndices Cavitação em pés de galinhas e apêndices

Na tabela 1, vê-se um resumo das diversas fontes de ruído propagado no mar, observadas em plataformas com propulsão diesel-elétrica convencional.

Os ruídos das máquinas <sup>3</sup> são gerados pelos seguintes mecanismos:

a) rotação de componentes desbalanceados (como, por exemplo, eixos assimétricos ou armaduras de motores);

b) descontinuidades repetitivas (tais como dentes de engrenagens, ranhura das armaduras e pás das turbinas a gás);

c) componentes alternativos (como ruídos em cilindros de motores diesel e compressores);

d) cavitação e turbulência dos fluidos nas bombas, tubulações, válvulas e descarga dos condensadores;

e) atrito mecânico em rolamentos e mancais de deslizamento.

Os três primeiros mecanismos geram componentes discretos, cujo som é caracterizado por tons dominantes na frequência fundamental e nos harmônicos da vibração. Os dois últimos geram um espectro contínuo, com superposição por parte dos componentes discretos. Isto indica que os mecanismos estruturais entram em ressonância.

Por outro lado, destacam-se, como fatores determinantes da propagação do sinal acústico submarino, o processo de montagem das máquinas, a vibração resultante do casco e as diferenças de propagação (atenuação e filtragem pelo meio) das várias frequências geradas, em diversos pontos no mar. Desta forma, o espectro resultante é complexo e, mesmo no caso de sons gerados por uma fonte única, aparecem numerosos componentes discretos, irregulares e variáveis.

Os ruídos dos hélices <sup>3</sup> têm como origem as rotações dos propulsores mas, sobre os ruídos daí resultantes, se sobrepõe sempre o ruído de escoamento da plataforma. Didaticamente, podem ser enumeradas cinco causas principais para os ruídos dos hélices :

- a) Cavitação induzida pela rotação e avanço do hélice;
- b) Avaria do propulsor (um hélice avariado produz mais som do que um não avariado);
- c) Guinadas e variação de velocidade (aumentam o ruído em relação ao produzido em um cruzeiro normal uniforme);
- d) Componentes discretos correspondentes à frequência fundamental das pás e seus harmônicos ( a frequência é dada pela fórmula  $f = m \cdot n \cdot s$ , onde  $f$  é a frequência (Hz) do  $m$ -ésimo harmônico da série de linhas,  $n$  o número de pás do hélice propulsor e  $s$  a velocidade de rotação do eixo em rps); e

e) Vibração das pás induzida por ressonância pelo escoamento hidrodinâmico (ao atingir a ressonância, o hélice emite fortes sons, melodiosos, cujas frequências estão entre 100 Hz e 1.000 Hz ).

(Ver também no § 2.2.1.1 e no § 2.2.1.2 , adiante).

### 1.2.2 - Ruídos e sons biológicos

Os ruídos e sons produzidos por organismos biológicos no mar são muitos. No § 2.2.1.3, adiante, será feita uma descrição dos ruídos e sons por três grupos de animais marinhos: certas espécies de crustáceos, de peixes e os mamíferos marinhos.

### 1.3 - Propósito da Tese

Este trabalho pretende apresentar a modelagem (emulação) do ouvido de um operador humano de sonar passivo, através de um trabalho experimental em laboratório e de métodos utilizados para a classificação de padrões encontrados na literatura clássica sobre o assunto. Os resultados encontrados serão avaliados estatisticamente a fim de apresentar o método de maior eficácia, ou uma combinação deles, como uma solução ao problema de análise e reconhecimento pelo operador dos sons acústicos submarinos detectados.



Os sinais acústicos submarinos escolhidos como padrões, ou sejam:

- vibração das pás dos hélices induzidas por ressonância;

- atrito mecânico em rolamentos e mancais de deslissamento;

- baleias;

- camarões-estalo;

serão gravados em fita magnética, convertidos em seqüências numéricas digitais, armazenadas e analisadas através de métodos computacionais.

## CAPÍTULO II

### CONSIDERAÇÕES GERAIS

#### 2.1- Descrição de um Típico Sonar Passivo

##### 2.1.1 - Equação Básica de Detecção de um Sonar Passivo

O som propagado por fontes submersas está sujeito a fenômenos intrínsecos provocados não só pela própria fonte, como também pelo meio e pelo equipamento de escuta, tendo como consequência diversos efeitos, que podem ser agrupados, caracterizando um conjunto qualitativo de parâmetros<sup>2,3</sup>, conhecidos como parâmetros característicos de um sonar. Existem fatores físicos ou circunstanciais que alteram, aumentando ou diminuindo, os valores de cada parâmetro.

A tabela 2 apresenta, resumidamente, os parâmetros, seus efeitos agrupados qualitativamente, sua sigla e os fatores que afetam cada um.

Como o primeiro e mais fundamental propósito é determinar a presença de um som propagado, normalmente envolvido em um meio ambiente ruidoso, a detecção é a fase inicial para o desenvolvimento da equação de detecção de um alvo. Expressando<sup>2,3</sup> matematicamente a

TABELA 2 : Parâmetros característicos de um sonar passivo

Origem	Parâmetro característico	Fatores
Fonte	Nível de som (NS) (Source level)	Profundidade
Meio	Perda na propagação (NP) (Propagation loss)	Faixa propagada, afastamento da fonte ao sonar, profundidade da fonte, condições climáticas e sazonais
	Ruído do ambiente (NM) (Ambient noise level)	Faixa propagada, profundidade dos transdutores, densidade de fauna marinha e tráfego marítimo
Sonar passivo	índice de diretividade do hidrofone (ID) (Directivity index)	Faixa propagada, geometria do hidrofone

deteccção através de uma diferença entre os logaritmos dos fatores, tem-se:

$$S - R \gg ND, \quad (1)$$

onde  $S$  é a intensidade do som propagado nos transdutores,  $R$  é a intensidade do ruído do meio ambiente, inclusive dos transdutores, e  $ND$  é o sinal mínimo discernível, todos medidos logaritmicamente, em decibéis (dB).

Supondo que a fonte propaga um sinal a  $NS$  dB, que o meio introduz uma perda de propagação igual a  $NP$ , tem-se :

$$S = (NS - NP). \quad (2)$$

Supondo, ainda, que os transdutores possibilitem a direcionalidade do sinal, introduzindo uma discriminação igual a  $-ID$  dB, cujo efeito será o de reduzir o ruído do meio ambiente, igual a  $NM$  dB, virá para o valor do ruído  $R$  nos transdutores :

$$R = NM - ID. \quad (3)$$

Portanto, substituindo na equação (1) as equações (2) e (3), resulta :

$$ND \ll (NS - NP) - (NM - ID). \quad (4)$$

Pode-se definir como Figura de Mérito (FM) de um sonar passivo a capacidade do sonar em detectar um sinal acústico que chega aos hidrofones, cujo nível é o mínimo discernível para o máximo tolerável de perda de transmissão.

Assim, FM será o valor máximo da perda de propagação:

$$FM = \left| NP \right|_{\text{máx}} . \quad (5)$$

Rearrmando a equação (4), tem-se :

$$- ( - NP ) \ll NS - (NM - ID) - ND ,$$

ou ainda :

$$NP \ll NS - (NM - ID) - ND .$$

Como a detecção exige um sinal de som propagado pela fonte maior que a perda de transmissão, virá para FM (valor máximo de NP ):

$$\begin{array}{l} +-----+ \\ |FM = NS - (NM - ID) - ND| . \\ +-----+ \end{array} \quad (6)$$

Obteve-se, assim, a equação (6) de detecção do sonar passivo.  
2,3

### 2.1.2 - Composição Básica de um Sonar Passivo Moderno

Para compreender melhor o funcionamento dos sonares passivos modernos, é necessário utilizar o ferramental fornecido pela teoria do tratamento de sinais, recorrendo para tanto aos textos clássicos existentes.

Pode-se descrever, resumidamente, a composição de um sonar passivo moderno, conforme indicado a seguir <sup>6</sup>.

A entrada do sinal acústico acontece nos transdutores, elementos mecânicos que transformam continuamente ondas acústicas em sinais elétricos, cuja análise é feita no § 2.3, adiante. Começa, em seguida, o tratamento destes sinais elétricos. Assim, na fase de pré-tratamento discreto, o sinal de cada elemento é filtrado e normalizado. A unidade de filtragem compõe-se basicamente de filtros analógicos de faixas largas ou estreitas, um filtro para cada elemento, as faixas de frequências sendo distribuídas ao longo do espectro sonoro. Como os sinais detectados não têm intensidade uniforme, utiliza-se um circuito de controle automático de ganho (CAG), que permite ajustar a distribuição de potência, evitando a degradação da relação entre o sinal da fonte e o ruído do meio ambiente, no instante da discretização que ocorre no conversor analógico/digital (C A/D), precedido de um circuito que amostra e armazena (A/A) a informação.

A figura 2 apresenta um diagrama em blocos simplificado do sonar passivo.

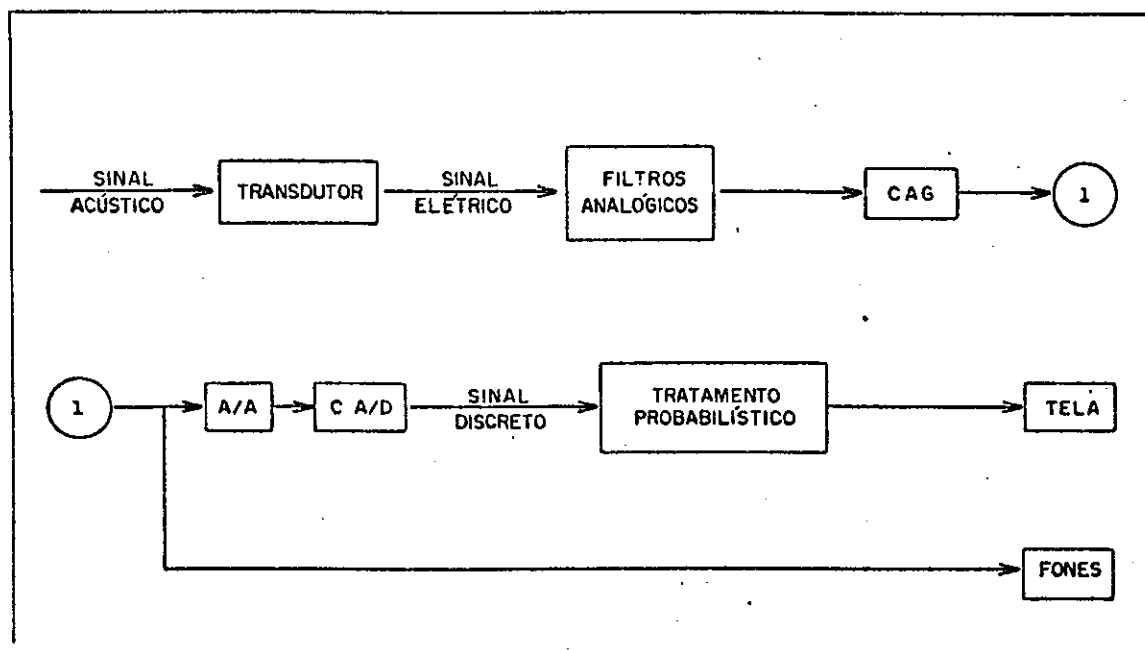


Figura 2: Diagrama em blocos simplificado de um sonar passivo.

Com o sinal discretizado, um operador poderá efetuar uma "tomada de decisão" apropriada, baseando-se quer na informação auditiva (Fone auriculares), quer na informação visual (Tela). Esta última, precedida por uma unidade computacional para tratamento probabilístico dos dados, auxilia o operador na extração das características mais significativas do sinal, redundando da agilização do processo de "tomada de decisão".

O processo de tomada de decisão pode ser dividido em cinco fases bem distintas: detecção, identificação, <sup>2,6</sup> classificação, localização e acompanhamento do alvo. A detecção visa a determinar a presença ou a ausência de um sinal, em meio ao ambiente ruidoso; a identificação procura distinguir o tipo de fonte que gerou o sinal; a classificação determina as características do sinal e o grau de interesse que o alvo deve merecer; finalmente, nas fases de localização e acompanhamento do alvo, extraem-se a marcação, a depressão ou elevação e a distância do alvo, esta última obtida por cruzamento de marcações (no sonar ativo, a distância é medida diretamente, através do intervalo de tempo que separa a emissão do sinal e a recepção do eco).

Do contexto deste processo, o presente trabalho procura destacar a habilidade do operador em determinar a presença de um sinal, em meio ao ruído, converter os estímulos (separando, em particular, as características dos ruídos gerados por possíveis alvos, dos ruídos e sons gerados por possíveis biológicos) e, a partir daí, identificá-los convenientemente.

Normalmente, para um operador bem treinado, a informação auditiva é suficiente para proceder à classificação dos sinais, com alto grau de



confiabilidade. Entretanto, em virtude das informações se apresentarem complexas e corrompidas pelo ruído do meio ambiente, existe uma perda de tempo apreciável para a obtenção de resultados confiáveis. Como o tempo de permanência do operador junto ao equipamento é elevado, sua atenção, pouco a pouco, vai diminuindo. Utilizando um sistema computacional eficiente, aliado a um banco de dados com arquivos característicos de sons conhecidos, o sonar passivo oferece ao operador um excelente auxiliar, quando se exige uma "tomada de decisão" para análise e reconhecimento das observações detectadas. Com este sistema, o sonar passa a ser dotado com uma avaliação automática de fontes de sinais acústicos submarinos.

Como a classificação está intimamente ligada à geração de configurações e à comparação com padrões de reconhecimento, o operador tem o seu desempenho avaliado através de testes de natureza psicológica, pois "o problema central no estudo do reconhecimento de configurações é o processo biológico ou mental através do qual sinais externos que estimulam nossos órgãos sensoriais são convertidos em experiência perceptual dotada de significado"<sup>7</sup>. Segundo a lei de Weber-Fechner, a sensação varia logaritmicamente em função do estímulo. Em conseqüência, a relação natural entre duas frequências é de natureza logarítmica, o que acarreta a representação pela notação de *mitaxa*. A própria espiral cocleiana tem uma configuração logarítmica.

Na busca de soluções para o problema de como classificar automaticamente, a literatura clássica descreve uma metodologia desenvolvida pela teoria das probabilidades, em cujo contexto as distribuições multivariadas apresentam-se como um modelo adequado para representação de padrões <sup>6,7,8</sup>.

## 2.2 - Análise Espectral de Sinais de um Sonar Passivo

### 2.2.1 - Principais Fontes de Sinais Acústicos Submarinos

As principais fontes de sinais acústicos submarinos são <sup>3,9,10</sup> : ruídos das máquinas, ruídos dos hélices propulsores e ruídos e sons biológicos.

#### 2.2.1.1 - Ruídos das máquinas

As máquinas são sistemas complexos e, quando em funcionamento, produzem vibrações. Estas vibrações têm como causa as pequenas oscilações geradas por torques e forças necessárias para a produção de trabalho mecânico. As instabilidades surgem por meio dos seguintes mecanismos:

a) rotação de componentes desbalanceados. Nos motores, a causa está nas imperfeições dos materiais empregados na fabricação e nas distorções de cargas acopladas. Nos eixos, a causa está no desbalanceamento.

b) descontinuidades repetitivas. Nas engrenagens, caracterizam-se por impactos provocados pelos dentes, gerando pulsos de curta duração, sendo esta duração bem menor do que o período entre pulsos sucessivos. Nas armaduras, as ranhuras provocam pequenas variações do fluxos magnéticos, cuja causa é a variação da posição dos dentes em relação aos pólos do estator;

c) componentes alternativos. A maior fonte de som nos motores diesel e compressores está nas pancadas do pistão contra as paredes do cilindro no momento do retorno e da deflagração dos gases, gerando pulsos de curta duração. A mudança de sentido da biela também gera, em cada giro, vários pulsos rápidos;

d) cavitação e turbulência dos fluidos nas bombas, tubulações, válvulas e descargas dos condensadores. A cavitação é "a ruptura de um líquido ou da interface líquido-sólido, causada pela redução da pressão estática no local"<sup>9,10</sup>. Nas bombas, a cavitação e a turbulência são consideradas como as mais críticas e surgem sempre antes dos demais mecanismos. Nas tubulações, os estrangulamentos, as emendas, os isolamentos mal acabados ou outros agentes de descontinuidade podem gerar cavitação ou turbulência. Nas válvulas, a cavitação e a turbulência dependem tanto do projeto da peça como da maneira de operação (grau de abertura);

e) atrito mecânico em rolamentos e mancais de deslizamento. Normalmente, os rolamentos e mancais de deslizamento transmitem as vibrações. Entretanto, podem ser geradores de sinais. Os mancais de deslizamento têm a peculiaridade de transmitir mais do que gerar o sinal. Quando são mal lubrificados ou estão avariados, podem gerar vibrações altas e desconfortáveis, cuja ressonância destaca-se por produzir tons agudos. Os rolamentos são fontes constantes de som, tendo como origem a velocidade de rotação e a ressonância do anel externo.

#### 2.2.1.2 - Ruídos dos hélices propulsores

O hélice propulsor é composto por pás torcidas e cujo propósito é de gerar uma força propulsiva através de efeitos hidrodinâmicos. Sua rotação produz inúmeros tipos de sons, dependendo das condições mecânicas na operação. O principal sinal gerado é a cavitação, que é um fenômeno bastante complexo e cuja intensidade sonora será tanto maior quanto maior for a rotação dos hélices. A cavitação não mantém uma relação linear com a profundidade, apesar de diminuir à medida que a profundidade da plataforma geradora do sinal aumenta: é o chamado efeito anômalo de profundidade, que é descrito pelo aumento muito rápido do colapso das bolhas causado pelo aumento da pressão, acarretando um aumento da energia sonora, tendo, como resultados, o aumento da

freqüência de pico e o aumento da energia propagada nas freqüências acima da de pico.

A cavitação pode ser classificada, de acordo com os resultados do primeiro Simpósio Naval de Sonar <sup>10</sup>, em cavitação de folha, de mancha, de faixa, de nuvem, de bolha e de vórtice. Assim:

a) cavitação de folha é uma cavitação "usualmente fina, lisa transparente e estável, ficando instável somente em campos de esteira ou escoamento oblíquo";

b) cavitação de mancha é uma "forma especial de cavitação de folha, de pequena área e aderente à superfície";

c) cavitação de faixas é uma "forma especial de cavitação de mancha, estreita e longa, formada em geral por pontos isolados de rugosidade ou imperfeições no bordo de ataque";

d) cavitação de nuvem é uma cavitação que "aparece à ré da cavitação instável de folha, situada em campos de esteira, e em geral associada com erosão";

e) cavitação de bolha é uma cavitação "isolada e que se move";

f) cavitação de vórtice.

Nas cinco primeiras, o efeito da cavitação localiza-se sobre a pá, enquanto que na última acontece

fora, especialmente na ponta (vórtice de ponta) ou no centro da bossa (vórtice de bossa). A explosão das bolhas na cavitação de nuvem e de bolha pode ocorrer além do bordo de fuga.

Outro sinal, também importante, e objeto de estudo neste trabalho, é a vibração das pás induzida por ressonância pelo escoamento hidrodinâmico. Algumas vezes as pás, ao vibrarem, emitem tons agudos; cujas frequências situam-se entre 100 Hz e 1.000 Hz. Uma característica importante desta vibração é a sua dependência com outras características de menor expressão. Por exemplo, não é raro uma pá do hélice vibrar por ressonância enquanto que, nas outras, nada acontece. E este fato pode surgir durante uma fração da rotação. Ocasionalmente, duas pás podem vibrar em frequências diferentes. Pode-se compreender a vibração por ressonância, partindo do conhecimento de que cada pá do hélice produz um escoamento hidrodinâmico, cujas frequências, em grande número, diferem de seção para seção, em virtude das variações radiais da velocidade relativa de escoamento hidrodinâmico, como também da espessura do bordo de fuga. Portanto, o som resultante cobre uma largura de mais ou menos meia-oitava até uma oitava. Parte destas frequências envolve, em vibrações em fase, pelo menos um quarto do bordo de fuga.

São estas vibrações as que mais facilmente iniciam o processo, quando as forças hidrodinâmicas percorrem o bordo de fuga. Se a frequência fundamental, ou seus harmônicos, estiverem localizadas na faixa do escoamento hidrodinâmico, então o bordo de fuga pode começar a vibrar. Desenvolve-se uma reação em cadeia, aumentando a coerência do sinal e, conseqüentemente, a amplitude da vibração. Este processo continua crescendo até atingir quase toda a pé, onde efeitos de não linearidade podem limitar o movimento.

#### 2.2.1.3 - Ruídos e sons biológicos

Os ruídos e sons produzidos por organismos biológicos no mar são muitos e diversos. Para facilitar o seu estudo, incluem-se na categoria de fontes intermitentes. Por fontes intermitentes denominam-se as fontes de ruídos e sons que não permanecem constantes várias horas ou dias, tendo uma ocorrência de curta duração. Na realidade, algumas formas de ruídos e sons biológicos não são intermitentes, tendo características estacionárias que acompanham o ambiente do fundo do mar.

Embora os diferentes ruídos e sons biológicos sejam extremamente diversos, somente três grupos de animais marinhos são conhecidos por produzirem ruídos e sons característicos <sup>3,4</sup>: certas espécies de moluscos (crustáceos), algumas espécies de peixes e os mamíferos marinhos (cetáceos: baleias, golfinhos, tonhinnas etc) .

Entre os crustáceos, o mais importante é o camarão-estalo<sup>3,4</sup>, habitante onipresente dos mares tropicais e semitropicais, em cujo fundo hajam rochas, conchas, ou plantas aquáticas parasitas que ofereçam a este animal algum esconderijo. Ele emite ruído ao estalar das suas pinças (como se alguém estalasse o polegar e o indicador). Produz, assim, um amplo espectro de frequências, entre 500 Hz e 20.000 Hz.

Os cetáceos<sup>3,4</sup> produzem sons ao assoprar o ar e através da voz emitida por suas laringes.

Os sinais biológicos marinhos são ruídos<sup>3</sup> inconvenientes, para aplicações tipicamente militares, prejudicando o trabalho dos operadores de sonares passivos, embora sejam facilmente identificáveis.

Compõem um conjunto irregular e, na sua maioria, imprevisível, do ambiente de fundo em que operam os sonares passivos. Tais ruídos e sons podem, contudo, ser de fundamental<sup>4</sup> importância em atividades de pesca ou de pesquisa submarina.



### 2.2.2 - Técnicas para Classificação dos Sinais Acústicos Submarinos

Por meio da apresentação visual em um sonar passivo, pode-se reduzir a quantidade necessária de treinamento auditivo do operador, para operar e controlar tão complexo sistema. Assim, este recurso permite ao operador diminuir seu esforço mental no serviço de análise dos sinais detectados, envolvidos no ruído gerado pelo meio ambiente submarino.

Como técnicas matemáticas de representação de sinais, utilizam-se o processamento de arranjos de transdutores e o espectro em frequência <sup>5,6,11</sup>.

O processamento de arranjos de transdutores é um método matemático da análise espacial, ainda em desenvolvimento, cuja teoria está baseada nos vetores de ondas espaciais.

O espectro em frequência é um método de análise temporal com largo emprego para os sinais de um sonar e será usado no atual trabalho.

Tem-se o conhecimento do uso das seguintes formas espectrais <sup>11</sup> :

a) espectro em freqüência. Permite uma decomposição do sinal detectado, representando, para as freqüências de interesse, as intensidades definidas pela transformada discreta de Fourier da função amostrada (DFT). (ver Anexo 2);

b) sonograma ou lofargrama (do inglês, "Low-Frequency Analysis Record). Permite uma decomposição do sinal detectado, representando, para as freqüências de interesse e de forma contínua no tempo, as intensidades definidas pela DFT. O aumento da intensidade é representado pelo maior escurecimento na representação gráfica;

c) mapa (denominação inglesa: "waterfall" ou "3D display"). Permite uma decomposição do sinal detectado, representando vários espectros em freqüência do mesmo sinal detectado, continuamente, a partir de um determinado instante, fornecendo assim um histórico espectral deste sinal envolvido pelo ruído do meio ambiente submarino.

Utilizam-se estas representações quando o sinal detectado possui componentes nas faixas de freqüências de infra-som e de som. A primeira apresenta um melhor resultado para sinais de larga faixa de freqüências ou para sinais transientes. Para os sinais de estreita faixa de freqüências, os componentes precisam ser lentamente processados para que se possam obter resultados confiáveis.

Com o fim de aumentar a resolução do sinal, desenvolveu-se uma técnica (em inglês, DEMON<sup>11</sup>) para separar o sinal de baixa freqüência (componentes correspondentes à freqüência fundamental das pás) que estão presentes em sinais de larga faixa de freqüências (cavitação), complementada pela técnica do mapa, permitindo a definição:

- a) do número de rotações por minuto dos eixos;
- b) do número de pás;
- c) da velocidade da plataforma móvel;
- d) do número de eixos.

No presente trabalho, desenvolveu-se a pesquisa na representação espectral do sinal gravado em fita magnética, através da transformada rápida de Fourier (FFT) existente no analisador dinâmico de sinais - 3561A.

### 2.2.3 - Sinais de um Sonar Passivo no Domínio da Freqüência

Como um sinal contínuo pode variar no tempo, o seu tratamento no domínio da freqüência, com o emprego da Transformada de Fourier, é o mais indicado. Assim, o espectro resultante representa o sinal no domínio da freqüência. É através destes resultados que se desenvolvem as pesquisas na área de processamento de sinais.

### 2.2.3.1 - Plataformas móveis

Como foi citado no § 2.2.1, os ruídos de máquinas e de hélices propulsores predominam no espectro a partir de uma frequência propagada, que é função da velocidade e da profundidade da plataforma. Fica bem evidente este fato analisando a figura 3, cujo espectro representa as características do ruído propagado por um submarino ao passar sobre sensores acústicos em duas velocidades diferentes. Na passagem da plataforma com uma velocidade menor (porém acima do início do efeito de cavitação, para uma dada profundidade), na faixa compreendida entre 10 Hz e 100 Hz não aparece o componente característico da cavitação (ver figura 3a). Destaca-se, no entanto, o tom fundamental e os harmônicos característicos do ruído das máquinas, junto com os componentes discretos correspondentes à frequência fundamental das pás do hélice e seus harmônicos. Acima de 100 Hz, os componentes característicos dos ruídos das máquinas e discretos dos hélices propulsores são atenuados pelo espectro contínuo característico da cavitação. Algumas vezes, um componente discreto (linha pontilhada) ou um grupo delas acima de 1.000 Hz, aparece ultrapassando o espectro característico contínuo. Tem como origem a vibração das pás induzida por ressonância ou gerada pelas engrenagens reductoras, particularmente ruidosas.

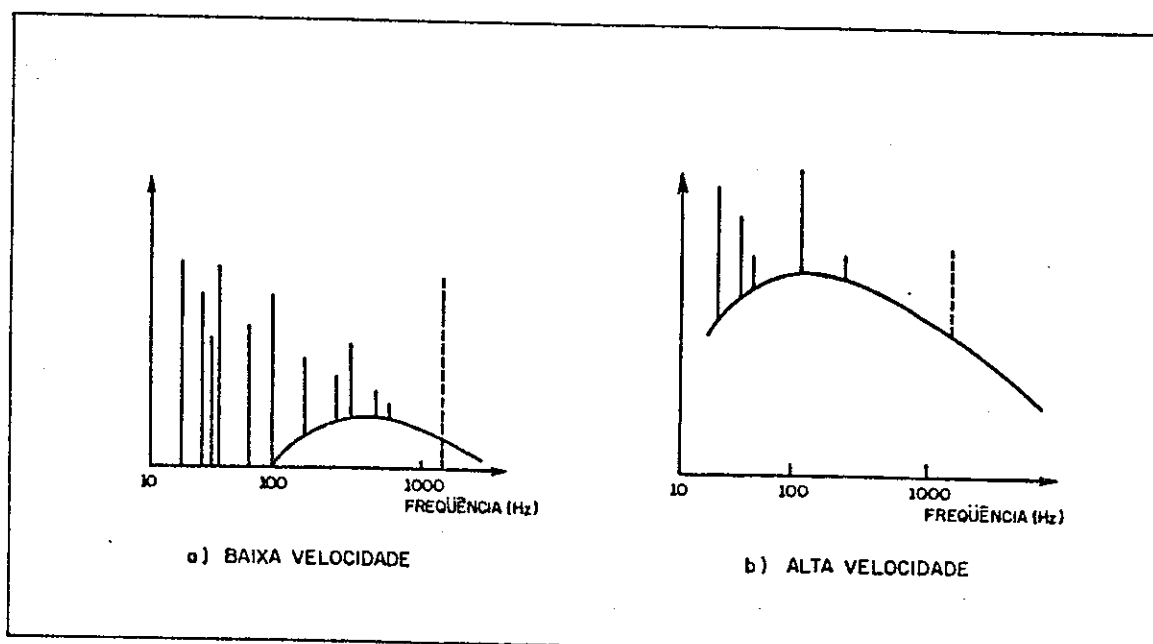


Figura 3: Espectro das características do ruído propagado por um submarino

Na passagem da plataforma com uma velocidade maior (ver figura 3b), acontece o aumento da intensidade da característica espectral do ruído dos hélices propulsores na faixa compreendida entre 10 Hz e 100 Hz (porém tendendo para as frequências mais próximas do limite inferior). Ao mesmo tempo, alguns dos componentes discretos correspondentes à frequência fundamental das pás do hélice e seus harmônicos aumentam de intensidade e de frequência, enquanto que as frequências geradas pelas máquinas auxiliares (que funcionam em velocidade constante), permanecem inalteradas. Assim, quando a plataforma aumenta de

velocidade, a característica espectral contínua de cavitação dos hélices propulsores se sobrepõe aos componentes discretos inalterados e, conseqüentemente, se destacando no espectro. Um decréscimo na profundidade (com velocidade constante) tem o mesmo efeito na característica espectral que o aumento da velocidade (com profundidade constante), devido ao efeito anômalo da profundidade, já citado no § 2.2.1.2.

Pelo exposto, para uma determinada plataforma com específicas velocidade e profundidade, existe uma freqüência de mudança do perfil do espectro (entre 100 Hz e 1.000 Hz) onde, para freqüências abaixo da freqüência de mudança, a característica espectral corresponde aos componentes discretos das máquinas e dos hélices, ao passo que acima daquela freqüência, destaca-se a cavitação dos hélices propulsores.

#### 2.2.3.2 - Ruídos e sons biológicos

Na pesquisa sobre os organismos biológicos marinhos, a baleia é o mamífero aquático mais avaliado acusticamente. Durante a atual década, vários cruzeiros foram realizados no Atlântico e mais especificamente no mar do Caribe. Constatou-se que sons de freqüências localizadas nas regiões inferior e média do espectro acústico foram emitidos. Mergulhando de 1.000 a 3.000 m, durante cerca de uma hora, a baleia da espécie cachalote emite sinais sonoros que correspondem ao

fragmento sonoro acrescentado como apêndice conclusivo de uma peça musical em que existem repetições (coda), pois se constituem em retomadas de uma seqüência individualmente distinta. A figura 4 representa a característica espectral onde está presente o sinal de <sup>11</sup> uma baleia .

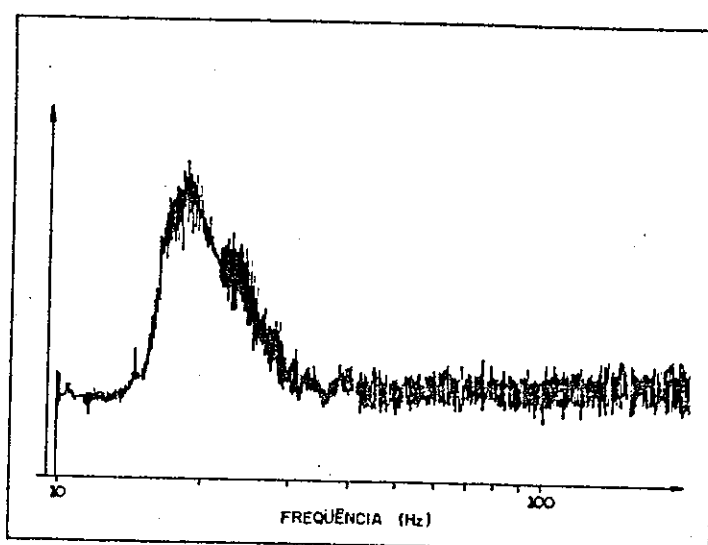


Figura 4: Espectro característico do som propagado por uma baleia

Com relação ao camarão-estalo, as pesquisas têm demonstrado que o ruído gerado possui característica espectral que ocupa todo o intervalo do espectro utilizado pelo sonar passivo durante a operação, podendo confundir-se com um ruído branco gaussiano. Foi observado também que é possível encontrar uma variação de 2 a 6 dB do dia para a noite. A figura 5 representa a característica espectral onde está presente o ruído de

um camarão "estalo" <sup>12</sup>.

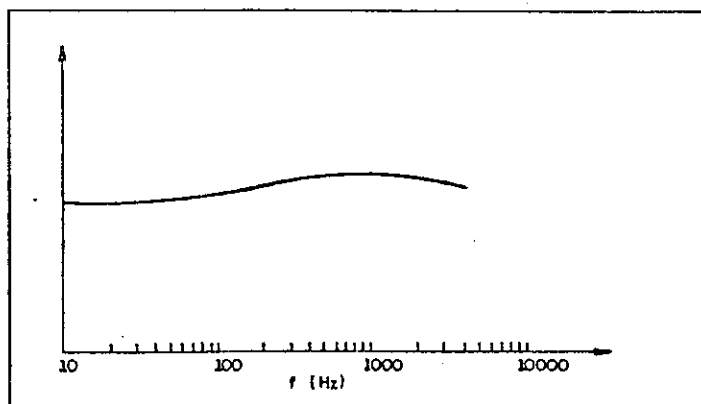


Figura 5: Espectro característico do ruído propagado pelo camarão "estalo"

### 2.3 - Tipos de transdutores e respectivas respostas

Para tornar os sinais acústicos submarinos perceptíveis ao ouvido de um homem, exige-se que estes sinais sejam convertidos em sinais elétricos e, posteriormente, sejam transformados em sinais acústicos. Podem-se definir os transdutores como sendo unidades que convertem energia de uma dada forma para outra, ao serem conectados à fonte e à carga. Na acústica, esta conversão está relacionada ao emprego de conversores de energia acústica em energia elétrica e vice versa. Especificamente, na acústica submarina discriminam-se, didaticamente, em hidrofones e projetores:



- hidrofone: é o transdutor desenvolvido, primariamente, para converter um sinal ou ruído acústico gerado no mar em um sinal elétrico para tratamento pelo sonar passivo; e

- projetor: é o transdutor desenvolvido, primariamente, para converter o pulso elétrico gerado pelo sonar ativo em um ping (onomatopéia do sinal acústico emitido) e, posteriormente, reconverter o ping em um sinal elétrico.

Os transdutores acústicos utilizam propriedades eletro-mecânicas de alguns materiais, tais como a piezoeletricidade, a magnetostritividade, a eletrostritividade, a modulação óptico-acústica etc. Destacam-se, a seguir, estas propriedades:

a) Efeito piezoeletrico

Está associado ao comportamento de certas substâncias cristalinas e, dentre elas, podem-se citar o quartzo, o fosfato ácido de amônia (ADP) e o sal de Rochelle que, ao serem sujeitas a esforços mecânicos, geram, em pontos de suas superfícies cristalinas, cargas de polaridades opostas. A intensidade dessas cargas é diretamente proporcional à intensidade dos esforços e as cargas mudam a polaridade conforme os esforços variam de compressão para extensão. Reciprocamente, um campo elétrico aplicado resultará em um esforço mecânico proporcional à intensidade do campo.

O sentido do esforço mudará com a inversão da polaridade (ver figura 6). Os primeiros transdutores empregados nos sonares, tanto como hidrofones quanto como projetores, eram fabricados com quartzo ou sal de Rochelle;

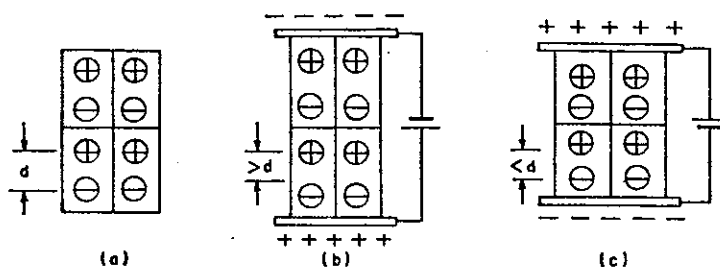


Figura 6: a) Material piezoelétrico em repouso, b) Material piezoelétrico sob influência de um campo elétrico e c) Material piezoelétrico sob influência do mesmo campo elétrico com a polaridade invertida

#### b) Efeito magnetostritivo

Também está associado ao comportamento de certas substâncias cristalinas e, dentre elas, podem-se citar o níquel e o 2V permendur que, ao serem sujeitas à esforços mecânicos, geram, em pontos na superfícies e no interior, campos magnéticos proporcionais e vice versa (ver figura 7);

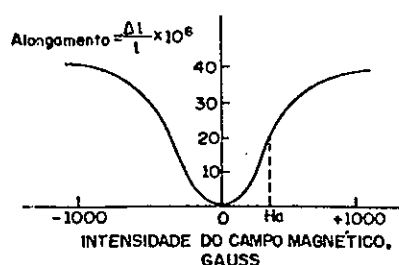


Figura 7: Material magnetostritivo sob influência de um campo magnético

### c) Efeito eletrostritivo

A cerâmica apresenta comportamento similar ao efeito piezoelétrico, desde que o material esteja propriamente condicionado. No seu estado natural, a cerâmica tem estrutura policristalina e não apresenta propriedades piezoelétricas. Modifica-se este estado ao aplicar-se um campo elétrico estático através de uma barra de cerâmica localizada em um forno de alta temperatura. A barra experimenta um aumento de dimensão, definitivo, na direção do campo polarizador e um decréscimo de dimensão, perpendicular ao campo (ver Figura 8). Este esforço de polarização persiste após a remoção do campo. Aplicações consecutivas de um campo elétrico de mesma polaridade numa direção provoca uma ligeira expansão, porém temporária, nessa direção. Uma inversão de polaridade resulta em uma contração (ou uma

redução da expansão inicial) naquela direção. Este comportamento é linear no formato, desde que a intensidade do campo aplicado seja menor que o campo original. A aplicação de compressões mecânicas na direção de polarização acarreta uma tensão com a mesma polaridade que o primeiro campo e um esforço de extensão provoca uma polarização reversa. Ainda assim, para operações lineares estes esforços aplicados não podem exceder o esforço criado pela operação original. Por causa desta facilidade, a cerâmica pode ser moldada em vários formatos e ela tem sido empregada, com sucesso, em substituição aos materiais cristalinos em transdutores acústicos submarinos na faixa sonora e no início do ultra-som.

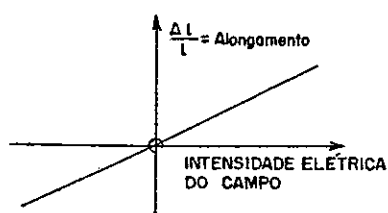


Figura 8: Efeito magnetostritivo sob a influência de um campo elétrico

### e) Modulação óptico-acústica

Entre as características básicas da fibra óptica do tipo mono-modo está a sua capacidade em transmitir uma informação no modo singelo, por longas distâncias, significando que a fase óptica da informação é mantida durante a transmissão. Quando um sinal acústico atinge uma fibra, o índice de refração do material que compõe a fibra é modulado pela onda acústica de tal forma que a onda luminosa percorrendo a fibra apresentará variações na fase do sinal. Detectando-se, na saída, a variação de fase ocorrida, pode-se avaliar a quantidade de sinal acústico que incidiu nesse sensor <sup>14</sup>.

Pode-se definir uma relação entre intensidades nos terminais de entrada e de saída de um transdutor, como um fator de proporcionalidade, denominado resposta de um transdutor <sup>3</sup>.

A resposta de recepção de um hidrofone é a tensão desenvolvida nos terminais de saída, quando da incidência, na entrada, de uma onda plana de nível acústico unitário (na ausência de um campo sonoro). Pode-se expressar a resposta de recepção como a resposta a circuito aberto obtida a partir da conexão de uma carga infinita. A resposta de recepção é tabelada como o número de decibéis relativo a 1 volt produzido por um nível acústico de 1 micropascal ( $10^{-5}$  dina/cm<sup>2</sup>) e é representada por "decibel re 1v/ $\mu$  Pa".

Em contrapartida, a resposta de corrente de transmissão de um projetor é o nível acústico produzido em um ponto afastado de 1 m na direção do eixo da sua curva padrão de feixes por meio de uma corrente unitária. A resposta de transmissão é expressa como o número de decibéis relativo a 1 micropascal medida na distância padrão, gerada por 1 ampère nos terminais de saída e é representada por "decibel re 1  $\mu$  Pa/A."

Referenciando à distância de 1 jarda, é necessário incluir uma correção de  $20 \log (39,4/36)$  ou 0,78 dB.

## CAPÍTULO III

### CAPTAÇÃO E TRATAMENTO DOS SINAIS ACÚSTICOS

O tratamento de sinais pode ser interpretado como "uma disciplina técnica, baseada em métodos da teoria de sinais e cujo propósito é elaborar ou interpretar os sinais portadores de informação com os recursos da eletrônica, computação e física aplicada".

A teoria de sinais tem, como fontes de pesquisa científica, a probabilidade e os processos estocásticos, a engenharia elétrica, a álgebra linear e a análise funcional.

As tarefas principais do tratamento de sinais são as observações e a interpretação de parâmetros. A observação tem como propósito extrair a informação existente nos sinais e apresentá-la de uma maneira conveniente ao operador, enquanto que a interpretação de parâmetros tem como propósito selecionar a melhor solução, de acordo com dado critério, dentro de um conjunto (discreto ou contínuo) de possíveis soluções.

A primeira será descrita neste capítulo. A segunda será desenvolvida no capítulo 4.

### 3.1 - Gravação, Conversão e Transferência dos Sinais em Estudo

O tratamento estatístico de sinais exige que as informações sejam coletadas, gravadas e preparadas para posterior análise<sup>16</sup>. A fase de coleta constitui-se na transformação de sinais acústicos em sinais elétricos, de acordo com um correspondente relacionamento entre os valores de entrada e saída dos hidrofones, a bordo de plataformas móveis ou em estações acústicas submarinas.

A fase de gravação constitui-se no armazenamento, em fitas magnéticas, de sinais elétricos contínuos, em grande quantidade, para uma posterior operação de reprodução.

A fase de preparação constitui-se na edição das informações, por meio de detecção e eliminação de valores espúrios ou degradados que acarretam ruído excessivo, queda do nível do sinal, perda da qualidade do sinal devido ao mal funcionamento de componentes dos transdutores, etc.; abrange, ainda, a digitalização dos sinais, utilizando a teoria da amostragem e processos de quantificação dentro de uma certa configuração a ser manipulada pelo computador.



### 3.1.1 - Gravação em Fita Magnética de Áudio

O gravador utilizado neste trabalho era um SONY modelo TC-FX510R BS estéreo para fita cassete, podendo ser empregados sistemas de redução de ruídos "DOLBY NR" tipos B e C. Escolheu-se o tipo C para facilitar a edição das observações. Na figura 9, tem-se a reprodução de um ruído aleatório em tempo e em frequência gravado em "DOLBY NR" tipo C, cuja fonte geradora é o analisador dinâmico de sinais, para avaliação do desempenho do gravador, ou seja, na resposta de frequência. Maiores detalhes serão dados no § 3.1.2, adiante.

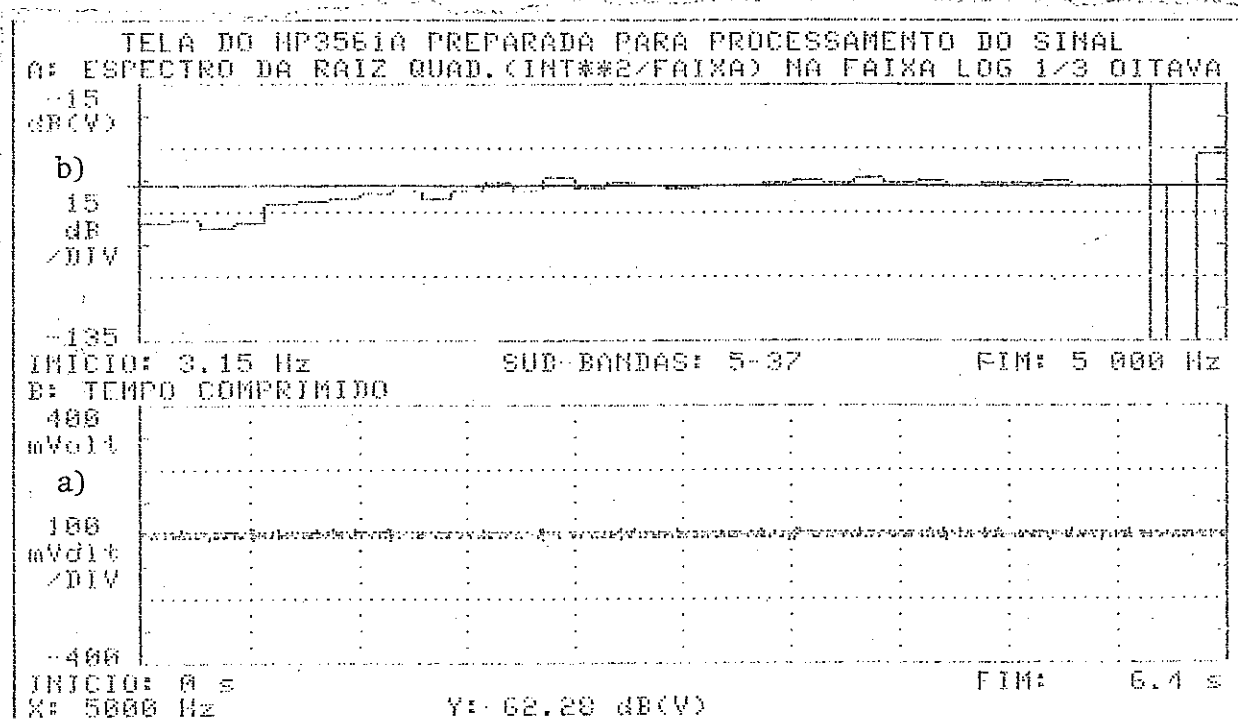


Figura 9: a) Resposta em tempo do gravador no analisador e b) Resposta em frequência do gravador no analisador

TABELA 3: Posições das gravações dos sinais acústicos submarinos

Qualificação	Contador digital		Eita	Lado
	Início	Fim		
Heliooct  (ruído de hélice)	0,11	0,18	1	A
	0,29	0,51	1	A
	1,08	1,42	1	A
	1,54	2,16	1	A
	2,38	2,57	1	A
	3,06	3,45	1	A
	3,57	4,46	1	A
	5,00	7,06	1	A
	7,16	8,21	1	A
	8,34	13,23	1	A
Eixooct  (ruído de eixo)	0,11	0,32	1	B
	0,44	1,03	1	B
	1,14	1,59	1	B
	2,11	2,58	1	B
	3,09	3,48	1	B
	3,57	5,41	1	B
	5,51	8,51	1	B
	9,04	11,28	1	B
	11,36	13,42	1	B
Baleooct  (som de baleia)	0,14	0,43	2	A
	1,10	1,41	2	A
	1,49	2,23	2	A
	2,34	3,10	2	A
	3,24	3,59	2	A
	4,09	4,29	2	A
	4,40	5,09	2	A
	5,20	5,32	2	A
	5,43	5,50	2	A
	6,01	6,37	2	A
	6,50	7,28	2	A
	7,40	8,16	2	A
	8,28	9,08	2	A
	9,18	10,14	2	A
	10,24	11,22	2	A
	11,32	12,18	2	A
	12,28	15,03	2	A
15,14	16,24	2	A	
16,55	17,23	2	A	
	17,30	26,04	2	A
Camaoct  (ruído de camarão)	0,11	1,08	2	B
	1,24	1,36	2	B
	1,46	2,12	2	B
	2,23	2,49	2	B
	3,01	6,58	2	B
	7,08	13,35	2	B

As fitas empregadas foram do tipo cassete dinâmico normal ( tipo I ) e onde foram distribuídas gravações de sons e ruídos biológicos marinhos e de plataformas móveis. Os sinais de plataformas móveis compõem a fita nº 1 enquanto que os sinais biológicos marinhos compõem a fita nº 2. Cada informação é indentificada pelo lado "A" ou "B" da fita correspondente e o número do contador digital linear. A separação entre elas é da ordem de 10s entre observações do mesmo tipo.

A tabela 3 relaciona a identificação das informações.

### 3.1.2 - Conversão A/D e Transferência dos Sinais Discretizados para Discos Flexíveis

O sinal analógico proveniente de uma fita escolhida foi transferido para a unidade de conversão analógico/digital (C A/D), o analisador dinâmico de sinais da Hewlett-Packard modelo 3561A, cujas funções empregadas foram as seguintes:

- a) processo de conversão utilizando 32 bits;
- b) frequência de amostragem 2,56 vezes a frequência máxima selecionada no analisador;
- c) possibilidade de escolha para utilização de uma entre quatro janelas possíveis para amostragem, que aplicam diferentes fatores de peso para o sinal no tempo: de topo plano (alta precisão), Hannings,

retangular e exponencial);

d) seleção do modo de medida, que pode ser: faixa estreita, oitava ( $1/1$  ou  $1/3$ ) e captura em tempo;

e) seleção do formato na tela, a saber: uma única imagem, duas imagens independentes, imagens superpostas e mapa (ligado ou não, vertical ou perfil, único ou até 60);

f) escolha dos parâmetros para análise da medida, ou seja, definição das escalas (em tempo ou frequência, lineares ou logarítmicas, real ou complexo e comprimido) e intensidade (volt ou dB e número de divisões por quadrículas);

g) cálculo do valor médio do espectro de observações contínuas (cujo número pode variar desde 1 até 16.383), com a possibilidade de manter inalterados os valores de pico do espectro; e

h) cálculo da densidade espectral, ou seja, da intensidade pela faixa de passagem (MAG/BW), com a finalidade de compensar o crescimento do nível de ruído com o aumento da frequência, particularmente em oitavas.

Na Figura 10 tem-se a reprodução do ruído aleatório em tempo e em frequência, citado anteriormente no § 3.1.1, a fim de comprovar se a resposta do analisador, para o sinal convenientemente tratado, teria correspondência a um sinal plano no intervalo em frequência.

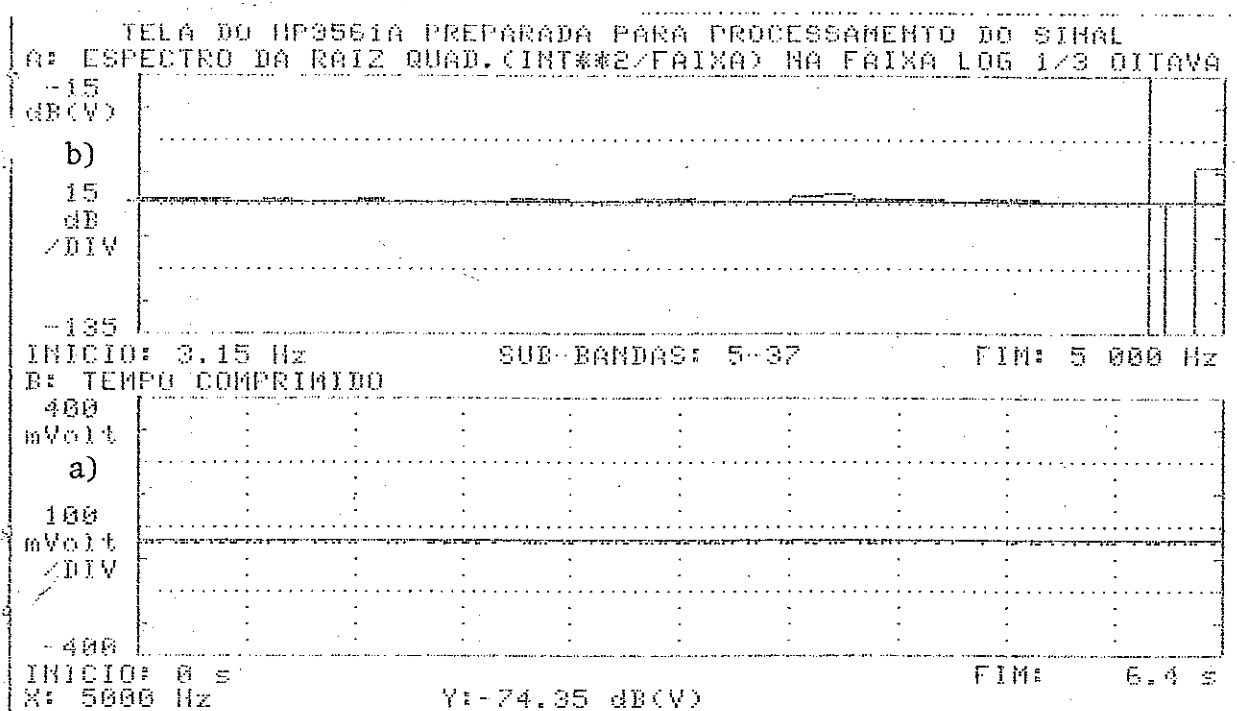


Figura 10: a) Resposta em tempo do ruído aleatório gerado pelo analisador e b) Resposta em frequência do ruído aleatório gerado pelo analisador

A fase de preparação é realizada pelo microcomputador controlador HP9000 série 310 da HP, ao preparar a transferência e formatação das observações através do programa "TRANSOCT5K" em linguagem BASIC 4.0, compatível com o sistema operacional da unidade. As informações são transferidas por meio dos seguintes parâmetros:

- a) faixa de frequências desde 3,15 Hz até 5 kHz, dividida em 33 sub-bandas (filtros seletivos);
- b) janela de Hanning;
- c) tempo comprimido;
- d) intensidade em dB;
- e) cálculo do valor médio, mantendo-se os picos com o número de observações igual a 1; e
- f) compensação do nível de ruído.

Na Figura 10, calculou-se, mantendo-se os picos, o valor médio de 10 observações.

O microcomputador modelo HP 9000 série 310, existente no Laboratório de processamento de sinais, compõe-se de duas unidades de disco em um único gabinete, um teclado e um terminal de vídeo. Possui, ainda, sistema monitor residente que permite carregar o sistema operacional HP-UX na partida.

Quanto ao acoplamento entre o microcomputador e o analisador, emprega-se um barramento HP-IB, fornecido pelo próprio fabricante.

A figura 11 apresenta o fluxograma do sistema de gravação e transferência das observações.

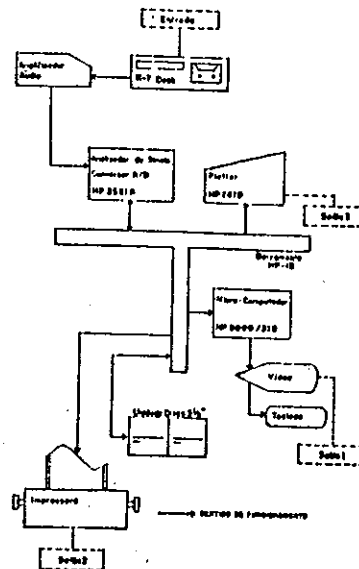


Figura 11: Fluxograma do sistema de gravação e transferência das observações

### 3.2 - Análise Espectral dos Sinais

A análise espectral é uma técnica de tratamento de sinais que permite expandir uma informação contínua no tempo em seus componentes em frequência.

Sua utilização em uma análise experimental exige, nos dias atuais, a utilização de rotinas computacionais cuja finalidade é agilizar todo o processo de tratamento .

O analisador dinâmico de sinais, empregando a técnica FFT para tratamento em tempo real, utiliza técnicas digitais de tal modo que é possível sintetizar uma grande quantidade de filtros paralelos (geralmente, 400) fornecendo excelente resolução em frequência; ao mesmo tempo o paralelismo permite realizar medidas com grande rapidez .

Para tratamento em tempo real o conjunto de operações executadas tem uma duração menor do que o tempo de seleção.

### 3.2.1 - Mapeamento Espectral

Pode ser compreendido com uma representação tri-dimensional, porque o espectro do sinal é uma função da variável tempo. Desenvolve-se esta técnica a partir do armazenamento de uma seqüência de espectros sucessivos permitindo avaliar, a partir de um determinado instante, a evolução das componentes em frequência (eixo horizontal em escala linear), em função do tempo (eixo vertical) <sup>15</sup>. Desta forma, destaca-se o histórico espectral do ruído ambiente.

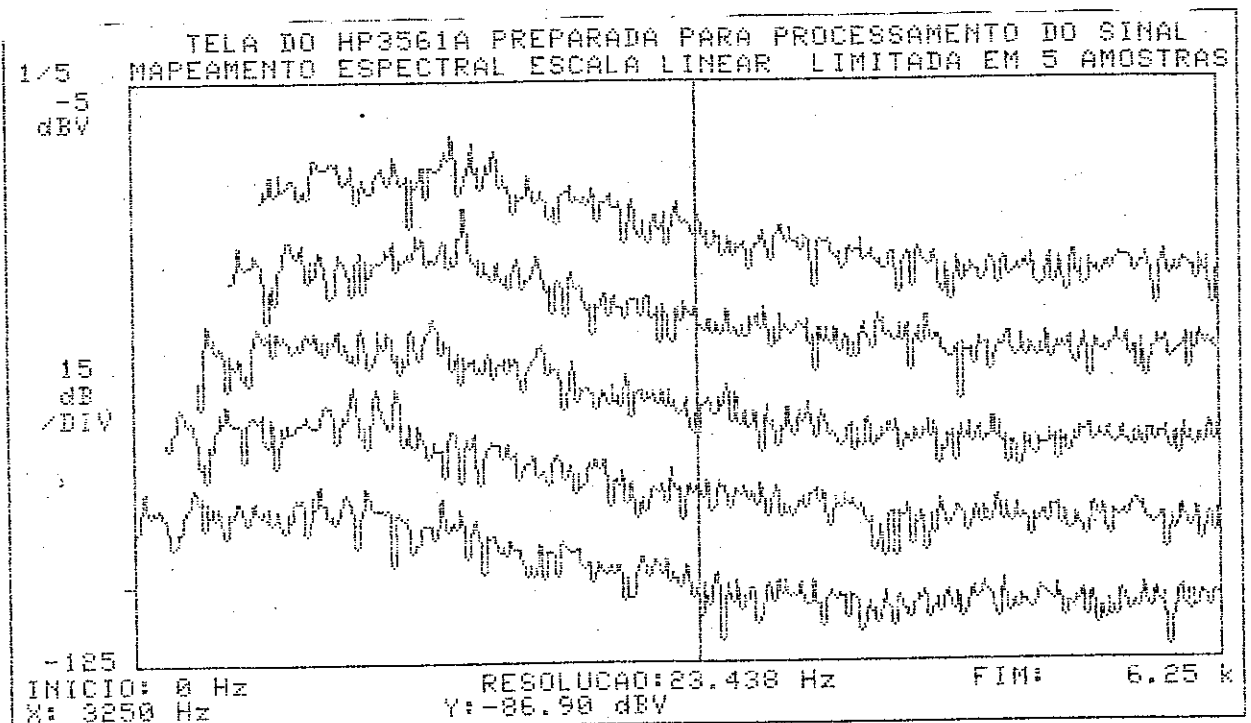


Figura 12: Mapeamento espectral de um sinal acústico submarino



A figura 12 apresenta um sinal helicópt (ruído de hélice) representado por meio de mapeamento espectral, limitada em cinco espectros, obtidos por meio do programa "TRANSMAP5" em Basic 4.0.

### 3.2.2 - Espectro Discretizado do Sinal

O espectro discretizado de um sinal acústico pode ser apresentado na tela do analisador por meio de uma programação, na qual a intensidade (localizada no eixo vertical) é expressa ora em potência normalizada (programação em  $V^2$ ), ora em valor eficaz (programação em  $V$ ) e a frequência (localizada no eixo horizontal) é expressa em Hz.

Quando se utiliza a potência normalizada, 1 dBV vale 10 vezes o logaritmo da razão entre o quadrado do sinal e o quadrado de 1V eficaz.

Quando se utiliza o valor eficaz, 1 dBV vale 20 vezes o logaritmo da razão entre o sinal e 1 V eficaz.

Elaborou-se o programa "LINTRANS" em Basic 4.0, para transferir os sinais acústicos, captados pelo analisador, para armazenamento do espectro discretizado no microcomputador, empregando-se os seguintes parâmetros:

a) frequência máxima de apresentação 6,27 kHz, exigindo uma frequência de amostragem igual a 16 kHz e uma duração da ordem de 64 ms;

b) número de posições de memórias utilizadas para armazenamento do espectro do sinal igual a 40, necessitando, portanto, 2,56s de duração do sinal para o correspondente armazenamento;

c) janela utilizada de Hanning, tendo como consequência uma resolução (capacidade do analisador em discriminar entre duas frequências espectrais contínuas de mesma amplitude <sup>15</sup>) igual a 23,478 Hz;

d) retardo de 0,4s para início da captação; e

e) média dos espectros armazenados.

As figuras 13 e 14 apresentam dois espectros discretizados e as respectivas observações contínuas, onde pode ser constatado que a partir de 3 kHz, o espectro discretizado apresenta-se bastante plano, o que mostra que o conteúdo de informações encontra-se localizado abaixo deste valor.

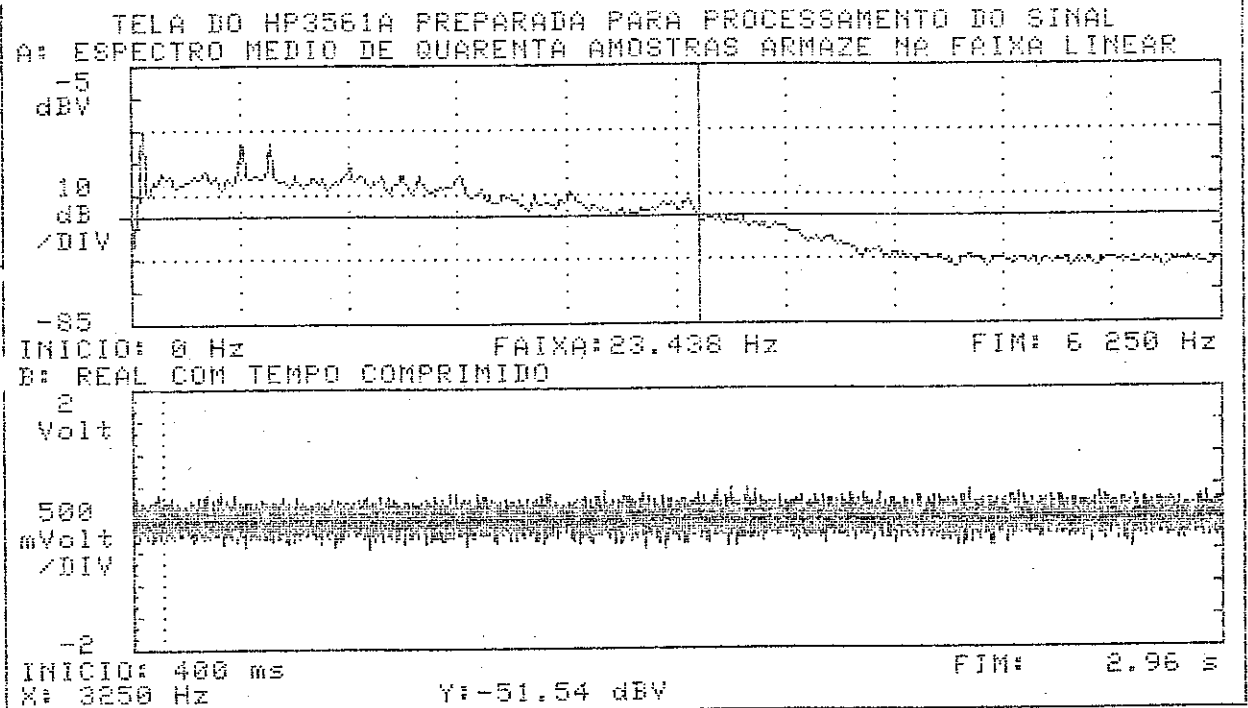


Figura 13: Espectro médio discretizado e observação contínua de um sinal eixococt

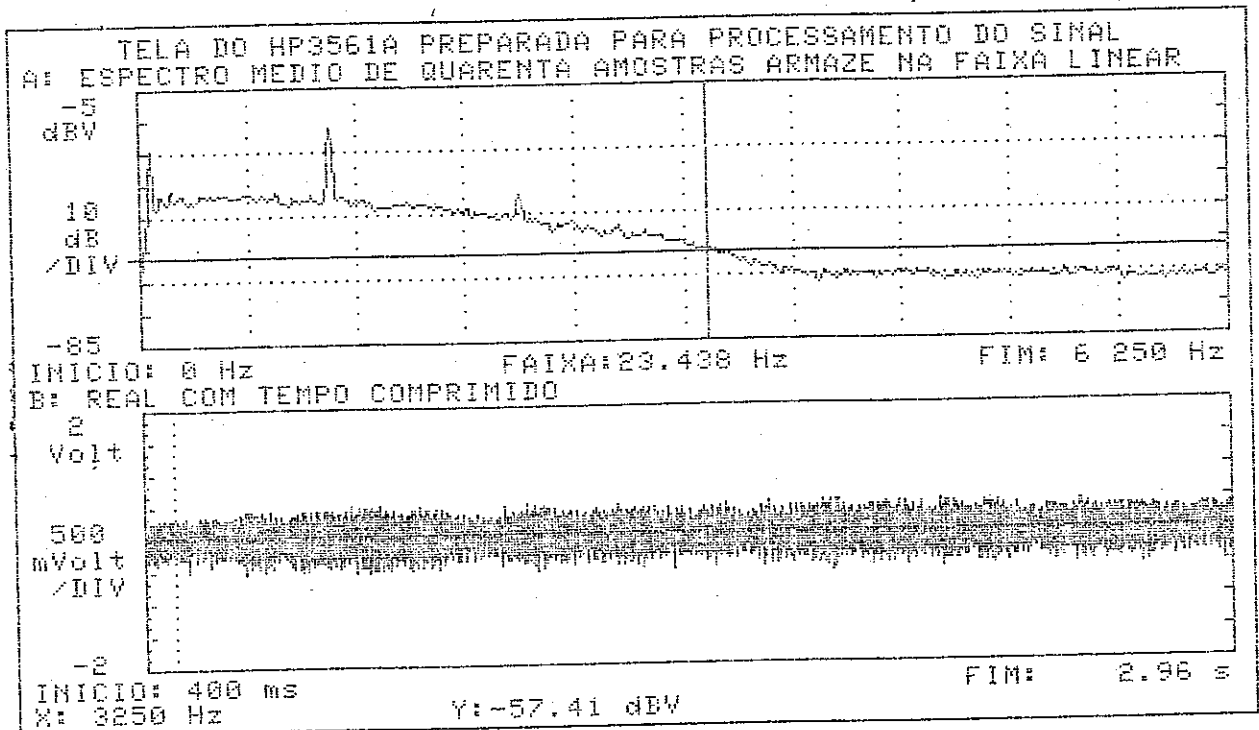


Figura 14: Espectro médio discretizado e observação contínua de um sinal helicocct

### 3.2.3 - Espectro Utilizando a Faixa de Oitava

Quando se analisam ruídos mecânicos ou sinais acústicos, pode-se empregar a escala logarítmica de frequência, com o recurso denominado faixa de oitava. Na faixa de oitava, o sinal contínuo é filtrado por um conjunto de filtros, cuja faixa varia desde uma frequência  $f_1$  até uma frequência  $f_2$  e mantém uma relação de frequências igual a 2<sup>15,18</sup>.

A faixa de 1/3 de oitava é obtida quando existe uma relação entre  $f_1$  e  $f_2$  igual  $\sqrt[3]{2}$ . A frequência central  $f_c$  é expressa pela média geométrica:  $f_c = \sqrt[3]{f_1 \cdot f_2}$  15,18

Por meio da escala logarítmica, podem-se representar as faixas de oitava (ou 1/3 de oitava) com espaçamento entre as frequências centrais, equidistantes uma das outras 15,18.

O método de análise empregado utiliza N filtros seletivos implementados em paralelo, de modo que cada filtro separe a energia das componentes, de acordo com sua faixa de passagem. Devido às limitações de amostragem e ao tempo de computação, o desempenho do analisador para tratamento em tempo real é prejudicado pela seleção de sinais de baixa frequência. A resolução, neste caso, pode variar desde 20 Hz em baixas frequências até diversos kHz nas altas 18.

A pesquisa desenvolveu-se a partir da faixa em oitava, já analisada no § 3.1.2, com o emprego do programa "TRANSOCT5K".

Constatou-se experimentalmente que é necessária uma duração de 10 unidades de tempo do gravador, desde o início da medida até a apresentação da observação cont(nua com o espectro correspondente. Segundo as especificações do analisador, esta duração deve ser igual à soma de 6,4 s (tempo de amostragem) e 0,80 s (tempo de computação), totalizando 7,2s.

As figuras 15 e 16 apresentam o espectro na faixa de 1/3 oitava e o correspondente sinal contínuo, dos sinais eixococt (ruído de eixo) e helicocct (ruído de hélice), respectivamente.

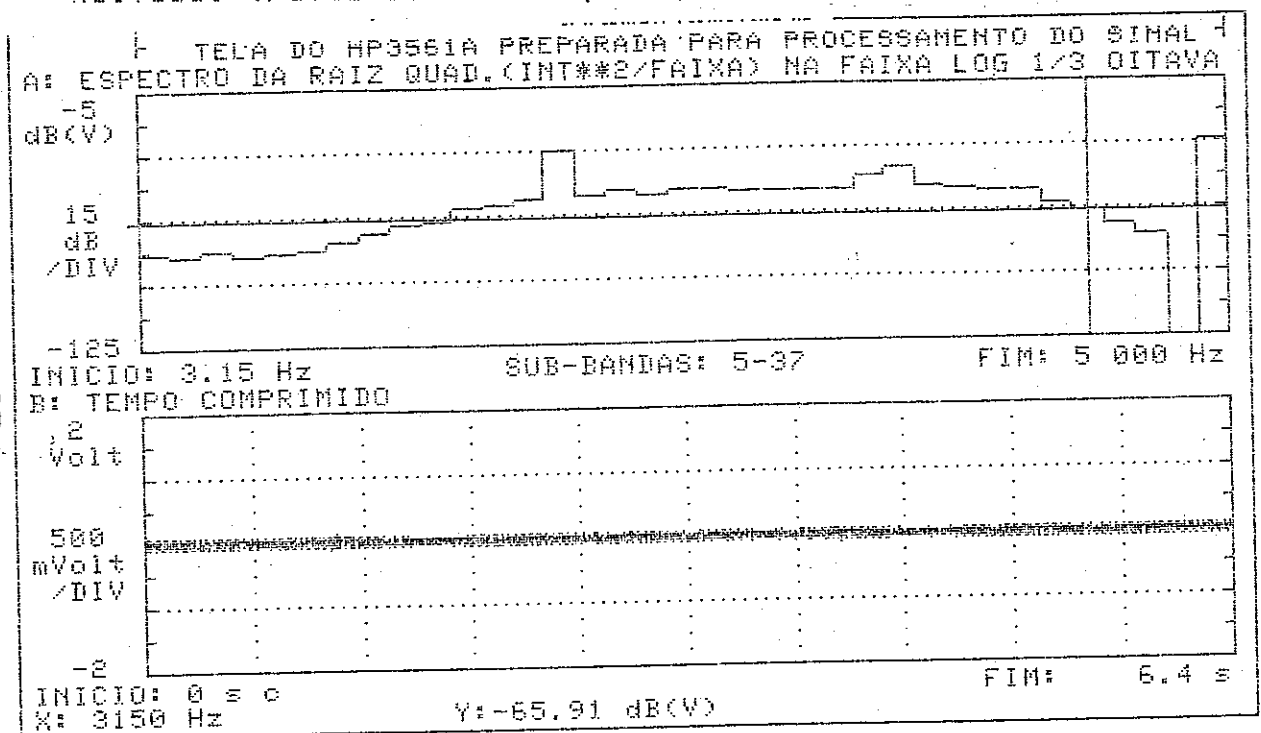


Figura 15: Espectro utilizando a faixa de 1/3 oitava e observação cont(nua de um sinal eixococt

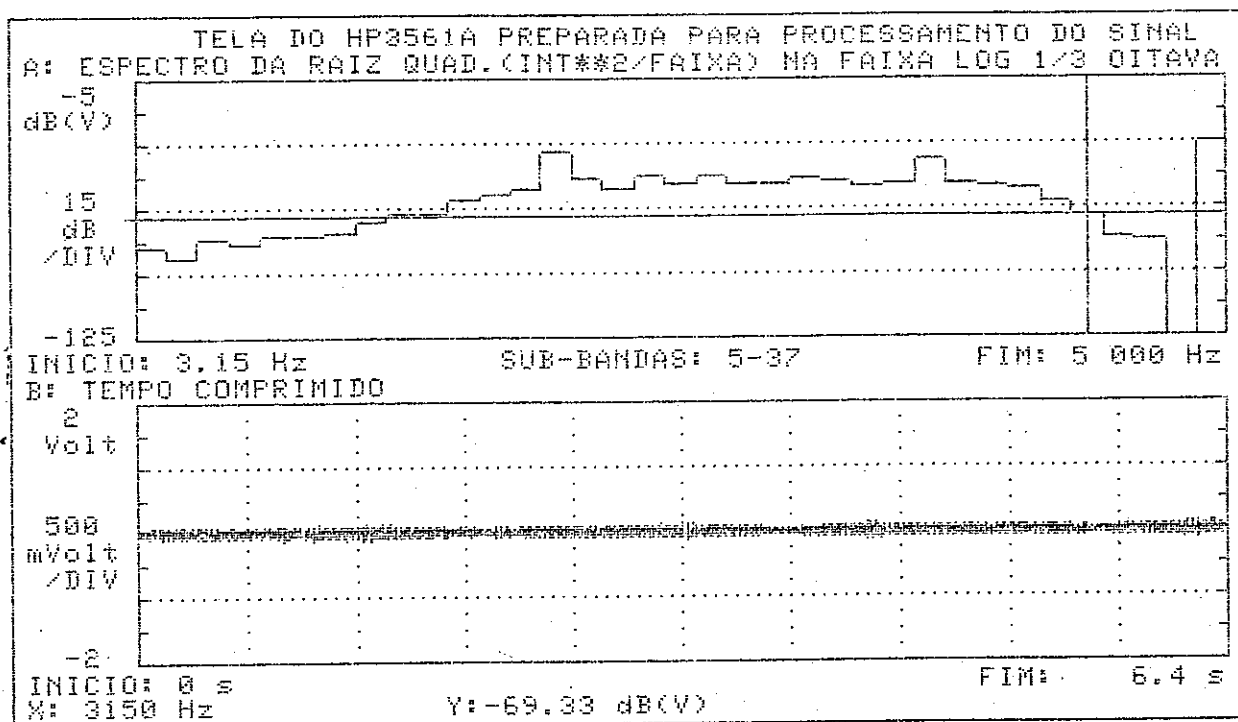


Figura 16: Espectro utilizando a faixa de 1/3 oitava e observação contínua de um sinal helicóptero

Foi desenvolvido um programa "OCTGRAF5K", em Basic 4.0, para apresentar os sinais na faixa de oitava na tela, desde que estes estejam armazenados no microcomputador. Nas figuras 17 e 18 podem ser vistos os espectros do ruído aleatório gravado em "DOLBY NR" tipo C e a reprodução do ruído aleatório em frequência, respectivamente.

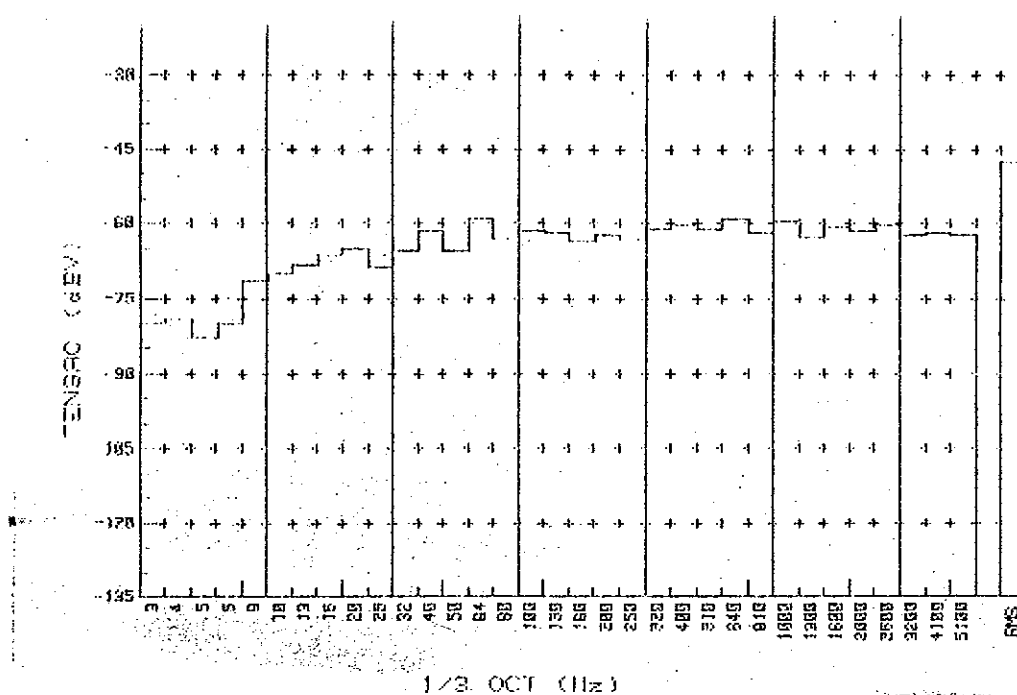


Figura 17: Resposta em frequência, armazenada, do gravador no analisador

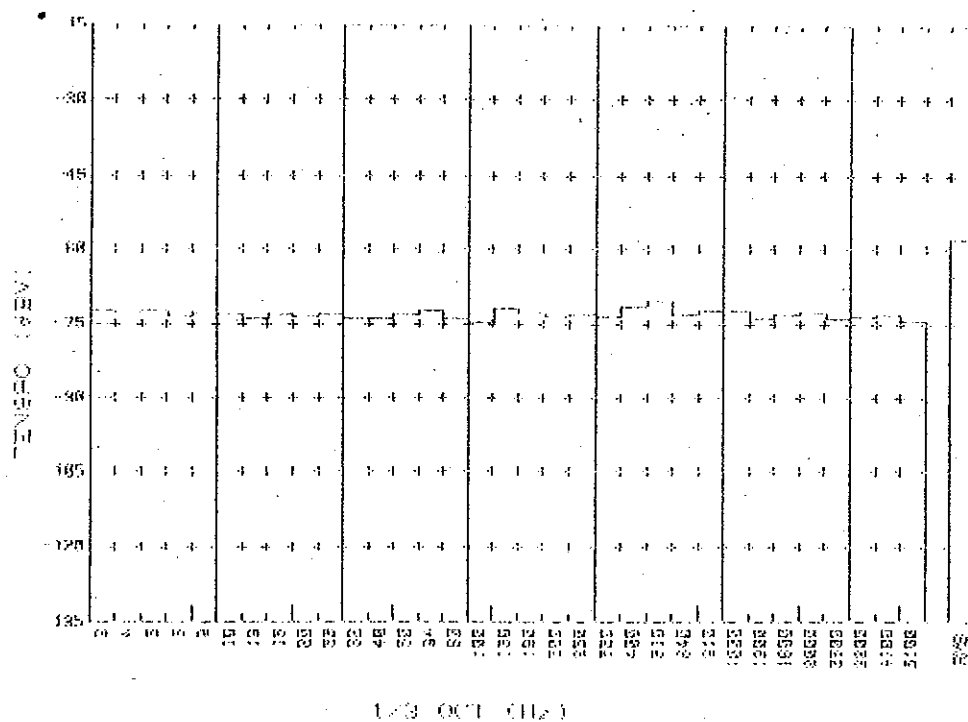


Figura 18: Resposta em frequência, armazenada, do ruído aleatório gerado pelo analisador

## CAPÍTULO IV

### SISTEMAS DE RECONHECIMENTO DE PADRÕES

Como foi citado no Capítulo III, uma parte do tratamento de sinais é a interpretação de parâmetros, permitindo selecionar o melhor resultado dentro de um conjunto de informações. Assim, a interpretação permitirá estimar os parâmetros, minimizando a propagação de erros. Isto é importante quando se quer reconhecer se um dado do sinal em análise pertence a uma classe de possíveis sinais denominados padrões, sendo então necessário estimar os parâmetros e extrair as características mais proeminentes que compõem esse <sup>15</sup> sinal. Pela interpretação dos parâmetros pode-se efetuar o reconhecimento automático de padrões.

A palavra padrão procura expressar o conceito de um modelo ideal de um conjunto (de objetos ou de estruturas) <sup>19</sup>. Esta idéia de perfeição surgiu a partir das estruturas perfeitas da filosofia de Platão, cujo conjunto implicava em estruturas imperfeitas no mundo <sup>19</sup> real.

A atividade mental de classificação emprega formulações, separa, altera e ajusta o processamento cerebral para acomodar a uma determinada estrutura. Este é o processo que relaciona um agente e o estímulo físico, já citado no §2.1.2.



O problema da análise de um agrupamento surge quando se deseja identificar "grupos naturais", cuja essência é encontrar estruturas homogêneas e "bem-comportadas". Sendo um campo que busca a solução de intrincados problemas de reconhecimento, pode-se dizer que ocupa um lugar destacado, tanto na teoria quanto na prática. Como estes problemas possuem uma conceituação indefinida, Kandel<sup>19</sup> descreve como um tipo de problema inexato, porque sua transferência para algoritmos não é tão simples. Um homem pode resolver tais tipos de problema, mais por intuição do que conscientemente. O grau de complexidade dos algoritmos, ao ser definido por um analista, é muito elevado, o que dificulta, inúmeras vezes, este tipo de análise. Pode-se, todavia, elaborar algoritmos dentro de certos critérios que permitam emular a eficiência humana a fim de encontrar uma solução aceitável, desde que seja considerado um número limitado de alternativas. Neste consenso, o agrupamento significa uma técnica de exploração<sup>7</sup>.

Um meio que auxilia a análise deste problema é o emprego do conceito de espaço de padrões (ou espaço de representação de padrões), onde a quantidade  $p$  de entradas que compõe o conjunto define a dimensão, de forma que o padrão possa ser considerado como um ponto desse espaço  $p$ -dimensional.

A figura 19 apresenta um agrupamento de observações em um espaço tri-dimensional.

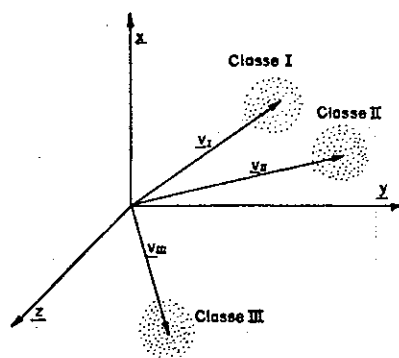


Figura 19: Agrupamento de observações em um espaço tri-dimensional.

A figura 20 apresenta o fluxograma de um sistema automático de classificação.

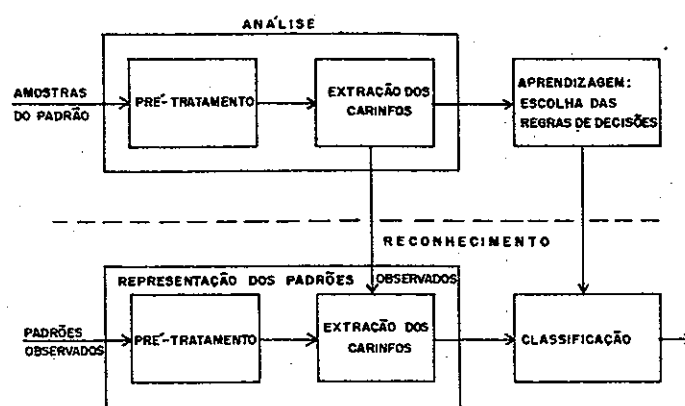


Figura 20: Fluxograma de um sistema automático de classificação.

#### 4.1 - Considerações Teóricas

##### 4.1.1 - Análise dos Padrões

Existe um problema típico na análise das observações quando se interpretam os parâmetros que as definem. Este problema surge quando se perde a homogeneidade entre as características básicas que compõem a informação, conduzindo a um falso resultado dos agrupamentos efetuados. A fim de criar uma medida de similaridade, é necessário introduzir o grau de aproximação entre observações, normalmente expresso em distância em um espaço vetorial p-dimensional <sup>7,8,15,20</sup>.

Assim, um agrupamento pode ser representado por uma matriz  $n \times p$  denominada de matriz Z, que contém informações de diversas gravações de uma mesma classe de sinal, onde cada linha corresponde a um vetor denominado vetor de "carinfos" (\*), que contém informações sobre a energia do sinal nas 33 sub-bandas, distribuídas ao longo da faixa em 1/3 de oitava.

---

(\*) Palavra elaborada a partir da abreviatura de características informativas, com o intuito de traduzir a palavra "feature", empregada correntemente na teoria de reconhecimento de padrões. Construída pelo autor.

A matriz Z é então expressa por:

$$Z = \left\{ \begin{array}{cccc} (1) & (2) & (3) & (n) \\ \underline{y} & \underline{y} & \underline{y} & \dots, \underline{y} \end{array} \right\} \quad (7)$$

onde  $\underline{y}^{(i)}$  é o vetor de "carinfos" da i-ésima observação da classe considerada e  $1 \leq i \leq n$ , onde n é o número total de observações da classe.

Combinando-se convenientemente as variáveis, as transformações e a medida de similaridade pode-se chegar a um agrupamento "natural", desde que as escolhas sejam independentes e se possa revisar a composição efetuada, a fim de avaliar se o resultado foi satisfatório.

Muitos critérios de agrupamentos podem ser empregados, ora a partir de uma escolha natural, ora sugeridos por resultados utilizados em outras áreas de aplicações diferentes do estudo em questão <sup>22</sup>.

Para ser iniciada a análise, é necesssário definir o processo de extração de "carinfos", ou seja, a seleção de um método de medida na qual a observação i possa ser decomposta no vetor  $\underline{y}^{(i)}$ , da seguinte forma:

$$\underline{y}^{(i)} = ( \overset{(i)}{x}_1, \overset{(i)}{x}_2, \overset{(i)}{x}_3, \dots, \overset{(i)}{x}_p ), \quad (8)$$

onde p é o número de sub-bandas distribuídas em 1/3 de oitava na faixa de freqüências correspondente.

Tem-se, assim, uma avaliação do conteúdo da observação em um espaço de "carinfos" de menor dimensão em comparação com o conteúdo informativo no domínio do tempo.

A segunda fase da análise está relacionada ao que se denomina de aprendizagem, onde a análise de agrupamento pode ser empregada. Neste ponto, é necessário subdividir as observações em sub-conjuntos homogêneos e bem separadas. Kandel procura apresentar um conceituação bem precisa entre homogeneidade e separação (quando se tem uma medida precisa de não-similaridade entre observações). Assim, "uma classificação, como é usualmente entendida, demarca limites para classes inicialmente não definidas, de modo que os indivíduos estão, de algum modo, próximo uns aos outros" de forma que para a determinação de agrupamentos, as observações que são marcados como do mesmo agrupamento, possuem maior grau de similaridade, enquanto que as observações de classes diferentes possuem menor grau.

#### 4.1.2 - Processos para Reconhecimento de Padrões

O início do processo de agrupamento exige a escolha de um processo para a descrição das classes. Supondo que haja, a priori, um grau de similaridade entre as observações, pode-se iniciar aplicando uma das técnicas de agrupamento, que são de dois tipos:



$$\mathbb{M} = (m_1, m_2, m_3, \dots, m_p), \text{ onde}$$

$m_j$  é o vetor que contém a média de "carinfos" das  $k$  observações escolhidas pelo pesquisador, como as mais marcantes entre as  $n$  observações existentes em cada classe, sendo que

$$m_j = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k x_j^{(i)}, \quad 1 \leq j \leq p, \quad (9)$$

onde  $m_j$  é o  $j$ -ésimo elemento do vetor  $\mathbb{M}$ .

Então a matriz de divergência pode ser expressa pela matriz de covariância  $W$ , que é uma matriz definida positiva, onde cada elemento  $w_{ij}$  é calculado segundo a expressão seguinte:

$$(w)_{ij} = \frac{1}{k} \sum_{l=1}^k (x_l^{(i)} - m_i) (x_l^{(j)} - m_j). \quad (10)$$

Podem-se, agora, apresentar dois métodos para avaliação do grau de similaridade de agrupamento, quais sejam, a distância euclideana e a distância quadrática (ou de Mahalanobis) 7,19,20.

## a) Distância Euclideana

Sendo  $m$  o vetor médio de uma determinada classe e  $x$  o vetor de teste ou informação desconhecida, a distância euclideana é calculada da seguinte forma:

$$J(x, m) = \left[ \sum_{i=1}^p (x_i - m_i)^2 \right]^{1/2} \quad (11)$$

Características básicas:

- ser sensível aos valores dos componentes do vetor do carinfo ; e

- ser insensível à localização da origem. É largamente empregada, porém, se não for feita uma normalização adequada, podem surgir resultados falsos.

O algoritmo para cálculo da distância euclideana foi desenvolvido da seguinte forma:

1) Cálculo do vetor médio para cada agrupamento :

Define-se  $m$  como o vetor que contém a média das  $k$  observações escolhidas pelo pesquisador, como as mais marcantes entre  $n$  observações existentes em cada classe. Em seguida, normaliza-se cada vetor de "carinfos" em relação ao valor eficaz correspondente, a fim de reduzi-los, em termos vetoriais, à sua menor energia.



Calcula-se, finalmente, a média das observações, gerando o vetor médio de "carinfos" em 1/3 de oitava e o desvio padrão, armazenando estes valores nos disquetes correspondentes aos grupos. Foi elaborada, ainda, uma sub-rotina para obter, a partir da energia, vetores médios de "carinfos" em 1/1 de oitava. Na tabela 4 estão indicados os números de vetores escolhidos para cálculo da média.

TABELA 4: Quantidade de observações acústicas submarinas compensadas em frequência para cálculo do vetor médio a ser utilizado na classificação pelas distâncias euclídeana e quadrática

Observação \ Qualificação	Baleia	Camarão	Eixo	Hélice
BALECOCT	22	0	0	0
CAMACOCT	0	8	0	0
EIXOCOCT	0	0	19	0
HELICOCT	0	0	0	23

O programa correspondente a 1/3 de oitava foi denominado CALPADOCT, redigido em Basic 4.0 ; para 1/1 de oitava, utiliza-se o programa CALPAD1OCT, também em Basic 4.0.

2) Medida dos vetores de informações desconhecidas a serem testados com cada valor médio de cada classe:

Normaliza-se cada vetor de teste, também em termos vetoriais, em relação ao valor eficaz. Continuando o processo, normaliza-se cada vetor ao menor valor eficaz dos vetores médios, e calcula-se, finalmente, a distância euclídeana.

O programa elaborado para 1/3 de oitava é DISTANEUC3 e para 1/1 de oitava, DISTANEUC1, ambos em Basic 4.0.

b) Distância Quadrática (ou de Mahalanobis):

Seja  $\bar{m}$  o vetor médio de uma determinada classe,  $W^{-1}$  a inversa da matriz de covariância e  $x$  o vetor de teste ou informação desconhecida, a distância quadrática é calculada da seguinte forma:

$$J_q(x, \bar{m}) = \sum_{r=1}^p \sum_{l=1}^p (x_r - \bar{m}_r) W_{rl}^{-1} (x_l - \bar{m}_l) \quad (12)$$

Características básicas:

- utilizar uma matriz de covariância, cujos valores variam de acordo com a variação dos elementos que compõem uma classe; e
- ser sensível à variação da matriz de covariância. A matriz de covariância pode ser composta por todas as observações que estão em torno do valor médio total, ou pela média das matrizes em torno de cada centro de classe (ou seja, subtraindo a média da classe), ou ainda, por cada classe.

O algoritmo para cálculo da distância quadrática foi desenvolvido da seguinte forma:

1) Cálculo do vetor médio e da matriz de covariância para cada agrupamento:

Define-se  $\mu$  como o vetor que contém a média das  $k$  observações escolhidas pelo pesquisador, como as mais marcantes entre  $n$  observações existentes em cada classe. Em seguida, normaliza-se cada vetor de "carinfos" em relação ao valor eficaz correspondente, a fim de reduzi-lo, em termos vetoriais, à sua menor energia. Calcula-se, finalmente, a média das observações, gerando o vetor médio de "carinfos" em 1/3 de oitava e a matriz de covariância, armazenando estes valores nos disquetes correspondentes aos grupos. Na tabela 4 estão indicados os números de vetores escolhidos para cálculo da média e da matriz.

O programa correspondente a 1/3 de oitava foi denominado CALPADQUAD, redigido em Basic 4.0.

2) Medida dos vetores de informações desconhecidas a serem testados com cada valor médio de cada classe:

Normaliza-se cada vetor de teste, também em termos vetoriais, em relação ao valor eficaz. Continuando o processo, normaliza-se cada vetor ao menor valor eficaz dos vetores médios, e calcula-se, finalmente, a distância quadrática.

O programa elaborado para 1/3 de oitava é Distanquad em Basic 4.0.

#### 4.2- Resultados Obtidos

##### 4.2.1 - Método da "Distância Euclideana"

Os resultados podem ser vistos nas tabelas 5, 6, 7, 8, para 1/3 de oitava e 9, 10, 11, 12, para 1/1 de oitava, com a correspondente percentagem de acerto.

TABELA 5: Resultado da distância euclidiana para 1/3 de oitava, sendo o sinal desconhecido qualificado, a priori, como camarão

DISTANCIA PADRÃO EUCLIDEANA				
QUALIFICAÇÃO	COMPARAÇÃO			
	BALECOCT	CAMACOCT	EIXOCOCT	HELICOCT
CAMACOCT1	.7588	.2077	.9053	1.009
CAMACOCT2	.8453	.2521	.9922	1.071
CAMACOCT3	.6134	.2231	.7685	.8616
CAMACOCT4	.7913	.1542	.9496	1.028
CAMACOCT5	.7794	.2033	.9521	1.044
CAMACOCT6	.7134	.168	.8684	.9645
CAMACOCT7	.7589	.1871	.9162	1.006
CAMACOCT8	.7901	.1706	.9688	1.058
CAMACOCT9	.7238	1.066	.6458	.7573

Número de acertos é: 88.89 %

TABELA 6: Resultado da distância euclidiana para 1/3 de oitava, sendo o sinal desconhecido qualificado, a priori, como baleia

=====				
DISTANCIA PADRAO EUCLIDEANA				
-----				
QUALIFICAÇÃO	COMPARAÇÃO			
	BALECOCT	CAMACOCT	EIXOCOCT	HELICOCT
BALECOCT1	.6184	.8216	.7372	.8391
BALECOCT2	.6189	.8237	.6417	.7049
BALECOCT3	.3296	1.019	.2591	.2918
BALECOCT4	.3568	1.055	.296	.3062
BALECOCT5	.3794	1.074	.3098	.3093
BALECOCT6	.2334	.8195	.2879	.3299
BALECOCT7	.3071	.7309	.3882	.4301
BALECOCT8	.3449	.7017	.4762	.5636
BALECOCT9	.2776	.8594	.2499	.2956
BALECOCT10	.7333	.8884	.8508	.9405
BALECOCT11	.6086	.752	.7496	.8539
BALECOCT12	.462	.5898	.6047	.6806
BALECOCT13	.7505	.5349	.9087	.9862
BALECOCT14	.3064	.8605	.4004	.507
BALECOCT15	.3735	1.064	.2967	.3053
BALECOCT16	.2805	.9791	.253	.3173
BALECOCT17	.4156	1.095	.3286	.3212
BALECOCT18	.2194	.8938	.278	.3784
BALECOCT19	.2133	.8517	.3101	.3883
BALECOCT20	.2636	.8512	.3592	.4619
BALECOCT21	.4097	.8766	.5041	.5546
BALECOCT22	.3496	1.025	.279	.2909
BALECOCT23	.3414	.8802	.3875	.4508
BALECOCT24	.47	.6631	.5839	.644
BALECOCT25	.3886	.6183	.5255	.5875
BALECOCT26	.2543	.8663	.2344	.3283
BALECOCT27	.3083	.972	.2976	.3376
BALECOCT28	.6141	.8539	.7138	.7867
BALECOCT29	.3341	.9176	.2849	.3173
BALECOCT30	.557	1.209	.484	.4218
BALECOCT31	.3822	.7892	.4788	.5412

Número de acertos é: 58.06 %

TABELA 7: Resultado da distância euclidiana para 1/3 de oitava, sendo o sinal desconhecido qualificado, a priori, como fricção de eixo

DISTÂNCIA PADRÃO EUCLIDEANA				
QUALIFICAÇÃO	COMPARAÇÃO			
	BALECOCT	CAMACOCT	EIXOCOCT	HELICOCT
EIXOCOCT1	.9845	1.149	1.012	.9931
EIXOCOCT2	.9207	1.206	.9842	1.002
EIXOCOCT3	.5012	1.09	.4359	.4556
EIXOCOCT4	.6297	.5477	.7495	.8773
EIXOCOCT5	.3423	.8348	.3078	.3914
EIXOCOCT6	.3739	.9937	.231	.2369
EIXOCOCT7	.7642	1.035	.7247	.8381
EIXOCOCT8	.3938	1.066	.2237	.234
EIXOCOCT9	.4444	1.071	.3808	.3816
EIXOCOCT10	.4433	.4375	.5973	.7197
EIXOCOCT11	.3357	.7725	.3946	.5452
EIXOCOCT12	.2428	.7666	.2209	.3441
EIXOCOCT13	.297	.9079	.1448	.231
EIXOCOCT14	.3055	.7692	.2587	.3781
EIXOCOCT15	.3078	.8141	.2385	.335
EIXOCOCT16	.3103	.9176	.1381	.2323
EIXOCOCT17	.4262	1.028	.274	.2519
EIXOCOCT18	.3869	.9742	.2427	.2286
EIXOCOCT19	.3958	1.01	.2294	.1995
EIXOCOCT20	.3995	1.03	.2355	.1768
EIXOCOCT21	.3898	1.043	.2615	.2392
EIXOCOCT22	.4586	1.124	.3016	.3127
EIXOCOCT23	.3534	.9763	.2227	.3564
EIXOCOCT24	.4663	1.053	.3352	.4417
EIXOCOCT25	.4726	1.142	.3278	.3319

Número de acertos é: 60 %

TABELA 8: Resultado da distância euclidiana para 1/3 de oitava, sendo o sinal desconhecido qualificado, a priori, como hélice-cantante

DISTANCIA PADRAO EUCLIDEANA				
QUALIFICAÇÃO	COMPARAÇÃO			
	BALECOCT	CAMACOCT	EIXOCOCT	HELICOCT
HELICOCT1	.5026	1.09	.4637	.412
HELICOCT2	.9309	.9709	.9476	.9176
HELICOCT3	.4454	1.117	.3595	.3152
HELICOCT4	.4729	1.131	.3602	.2775
HELICOCT5	.4581	1.126	.351	.2885
HELICOCT6	.4831	1.148	.3752	.3019
HELICOCT7	.4773	1.054	.4113	.3498
HELICOCT8	.4721	1.133	.3705	.2879
HELICOCT9	.4882	.9328	.4552	.5587
HELICOCT10	.796	.874	.8316	.9244
HELICOCT11	.4417	1.068	.4042	.4105
HELICOCT12	.3183	.8197	.3104	.3876
HELICOCT13	.4879	.983	.413	.3403
HELICOCT14	.6235	.9906	.599	.5163
HELICOCT15	.586	1.048	.5228	.4324
HELICOCT16	.5311	1.149	.3898	.2468
HELICOCT17	.527	1.126	.3888	.229
HELICOCT18	.7054	1.155	.6346	.4909
HELICOCT19	.5037	1.132	.3693	.2381
HELICOCT20	.614	1.117	.4975	.4307
HELICOCT21	.5845	1.063	.4551	.4421
HELICOCT22	.5958	1.132	.4716	.4025
HELICOCT23	.4658	1.096	.3189	.2329
HELICOCT24	.4051	1.069	.2453	.1684
HELICOCT25	.5525	1.075	.4466	.3808
HELICOCT26	.4192	1.028	.2714	.1967
HELICOCT27	.4934	1.038	.3711	.2697
HELICOCT28	.5155	1.019	.3995	.3321

Número de acertos é: 85.71 %



TABELA 9: Resultado da distância euclidiana para 1/1 de  
 citava, sendo o sinal desconhecido qualificado, a  
 priori, como camarão

```

=====
DISTANCIA PADRÃO EUCLIDEANA
-----
QUALIFICAÇÃO                COMPARAÇÃO
-----
      BALECOCT  CAMACOCT  EIXOCOCT  HELICOCT
CAMACOCT1  .424      .333      .312      .3054
CAMACOCT2  .426      .254      .271      .288
CAMACOCT3  .465      .0616     .231      .287
CAMACOCT4  .425      .305      .299      .304
CAMACOCT5  .435      .351      .332      .3269
CAMACOCT6  .433      .166      .234      .267
CAMACOCT7  .472      .47       .425      .4042
CAMACOCT8  .442      .374      .349      .3419
CAMACOCT9  1.38      1.47      1.41      1.364
=====
  
```

Número de acertos é: 33.33 %

TABELA 10: Resultado da distância euclidiana para 1/1 de oitava, sendo o sinal desconhecido qualificado, a priori, como baleia

DISTANCIA PADRAO EUCLIDEANA				
QUALIFICAÇÃO	COMPARAÇÃO			
	BALECOCT	CAMACOCT	EIXOCOCT	HELICOCT
BALECOCT1	.466	.118	.241	.286
BALECOCT2	.461	.0763	.23	.283
BALECOCT3	.485	.0467	.245	.303
BALECOCT4	.48	.0664	.243	.297
BALECOCT5	.484	.0541	.245	.302
BALECOCT6	.459	.0676	.225	.276
BALECOCT7	.452	.0694	.218	.268
BALECOCT8	.468	.0525	.231	.285
BALECOCT9	.47	.0528	.232	.287
BALECOCT10	.474	.112	.246	.295
BALECOCT11	.471	.0882	.239	.29
BALECOCT12	.449	.127	.232	.275
BALECOCT13	.448	.116	.229	.276
BALECOCT14	.487	.033	.245	.305
BALECOCT15	.48	.0708	.244	.297
BALECOCT16	.474	.0702	.239	.291
BALECOCT17	.477	.0948	.245	.293
BALECOCT18	.476	.0557	.238	.292
BALECOCT19	.475	.0463	.236	.292
BALECOCT20	.477	.0485	.238	.294
BALECOCT21	.475	.0507	.237	.292
BALECOCT22	.471	.0769	.237	.287
BALECOCT23	.482	.0344	.242	.3
BALECOCT24	.454	.0644	.219	.27
BALECOCT25	.467	.0455	.229	.285
BALECOCT26	.459	.0953	.23	.276
BALECOCT27	.469	.0743	.234	.285
BALECOCT28	.488	.0299	.246	.306
BALECOCT29	.464	.0735	.23	.281
BALECOCT30	.499	.0435	.258	.318
BALECOCT31	.45	.136	.236	.274

Número de acertos é: 0 %

TABELA 11: Resultado da distância euclidiana para 1/1 de oitava, sendo o sinal desconhecido qualificado, a priori, como fricção de eixo

DISTANCIA PADRÃO EUCLIDEANA				
QUALIFICAÇÃO	COMPARAÇÃO			
	BALECOCT	CAMACOCT	EIXOCOCT	HELICOCT
EIXOCOCT1	.491	.026	.249	.311
EIXOCOCT2	.485	.0696	.247	.303
EIXOCOCT3	.468	.0944	.237	.283
EIXOCOCT4	.459	.0713	.225	.278
EIXOCOCT5	.452	.0614	.216	.269
EIXOCOCT6	.453	.085	.222	.27
EIXOCOCT7	.491	.326	.342	.341
EIXOCOCT8	.491	.0387	.25	.31
EIXOCOCT9	.498	.0312	.256	.318
EIXOCOCT10	.475	.039	.236	.295
EIXOCOCT11	.479	.0431	.24	.298
EIXOCOCT12	.45	.0826	.219	.267
EIXOCOCT13	.452	.0791	.22	.268
EIXOCOCT14	.458	.0595	.222	.274
EIXOCOCT15	.457	.0593	.222	.275
EIXOCOCT16	.454	.0839	.223	.271
EIXOCOCT17	.46	.0887	.23	.277
EIXOCOCT18	.461	.0684	.227	.279
EIXOCOCT19	.462	.0715	.228	.279
EIXOCOCT20	.464	.0709	.229	.28
EIXOCOCT21	.468	.0755	.234	.285
EIXOCOCT22	.483	.0813	.247	.299
EIXOCOCT23	.482	.051	.243	.299
EIXOCOCT24	.485	.0619	.246	.301
EIXOCOCT25	.483	.0872	.249	.3

Número de acertos é: 0 %

TABELA 12: Resultado da distância euclidiana para 1/1 de  
 oitava, sendo o sinal desconhecido qualificado, a  
 priori, como hélice-cantante

DISTANCIA PADRÃO EUCLIDEANA				
QUALIFICAÇÃO	COMPARAÇÃO			
	BALECOCT	CAMACOCT	EIXOCOCT	HELICOCT
HELICOCT1	.504	.0314	.261	.325
HELICOCT2	.473	.0294	.233	.294
HELICOCT3	.488	.0434	.248	.307
HELICOCT4	.482	.0606	.243	.299
HELICOCT5	.486	.0435	.245	.305
HELICOCT6	.485	.0515	.245	.303
HELICOCT7	.498	.0273	.255	.319
HELICOCT8	.495	.0323	.253	.315
HELICOCT9	.437	.167	.229	.253
HELICOCT10	.426	.183	.226	.244
HELICOCT11	.464	.104	.234	.277
HELICOCT12	.389	.363	.303	.2645
HELICOCT13	.458	.0701	.223	.274
HELICOCT14	.451	.0873	.22	.267
HELICOCT15	.453	.0885	.222	.269
HELICOCT16	.469	.0629	.232	.287
HELICOCT17	.472	.0524	.233	.289
HELICOCT18	.466	.0671	.23	.284
HELICOCT19	.476	.0484	.236	.294
HELICOCT20	.478	.065	.241	.295
HELICOCT21	.468	.0825	.234	.284
HELICOCT22	.479	.0677	.242	.295
HELICOCT23	.479	.0625	.241	.296
HELICOCT24	.474	.0602	.236	.29
HELICOCT25	.461	.0761	.227	.277
HELICOCT26	.467	.0552	.23	.284
HELICOCT27	.453	.0883	.222	.269
HELICOCT28	.461	.0657	.225	.277

Número de acertos é: 3.571 %

#### 4.2.2 - Método da "Distância Quadrática"

Como a matriz de covariância era de ordem 33 (para 1/3 de oitava), nenhum dos algoritmos testados para inversão permitiu obter valores significativos, inclusive apresentando números negativos como resultado do cálculo da distância quadrática. Não foi realizado teste de inversão com a matriz de ordem 11 (para 1/1 de oitava).

#### 4.3 - Apresentação Global dos Resultados

A tabela 13 apresenta um resumo-comparativo entre o percentual de acerto dos algoritmos e de alguns operadores de sonares passivos da Marinha do Brasil. Na média geral, a percentagem de acertos dos operadores foi igual a 67%.

TABELA 13: Resumo-comparativo entre o percentual de acerto dos algoritmos e alguns operadores de sonares passivos

	1/3 oitava	1/1 oitava	Operadores
Qualificação			
Baleia	58,06 %	0 %	66,25 %
Camarão	88,89 %	33,33 %	40,28 %
Eixo	60 %	0 %	86 %
Hélice	85,71 %	3,571 %	66,67 %

A tabela 14 identifica os operadores, sendo que os resultados dos seis primeiros constaram da estatística, tendo em vista que as observações analisadas são utilizadas, quase todas, como adestramento de operadores de sonares passivos (os resultados dos seis últimos foram obtidos no final da presente pesquisa e diminuíram o percentual de acerto).

TABELA 14: Identificação dos operadores que realizaram análise e reconhecimento auditivo dos ruídos e sons propagados por fontes submarinas

```

=====
1 - SO (OS-SB) MOYSÉS FERREIRA DO NASCIMENTO
2 - 1º.SG (RM-OS-SB) VILIBALDO BOAVENTURA DE JESUS
3 - 1º.SG (OS-SB) JOALDO CARVALHO VIANA
4 - 1º.SG (OS-SB) ORLANDO CARLOS FILHO
5 - 1º.SG (OS-SB) SEBASTIÃO JOAQUIM ANGRA
6 - 1º.SG (OS-SB) MARIVAL RIBEIRO DOS ANJOS
7 - 2º.SG (OS-SB) DOMINGOS SÁVIO BATISTA SANTIAGO
8 - 3º.SG (OS-SB) JURANDIR DE AQUINO
9 - 3º.SG (OS-SB) JOSÉ LUÍS MARTINS DE MELLO
10- 3º.SG (OS-SB) LUIS ANTÔNIO MAGALHAES PINTO
11- 3º.SG (OS-SB) JOSÉ DJALMA DA SILVA
12- CB (OS-SB) CICERO EUCLIDES DA SILVA
=====

```

A tabela 15 resume a experiência da avaliação auditiva realizada com os referidos operadores.

TABELA 15: Resumo da avaliação auditiva realizada com os operadores

- =====
- a) Os operadores ouviram as fitas em cassete gravadas com os ruídos e sons no Laboratório de Processamento de Sinais do IME. Alegaram dificuldades na análise e no reconhecimento, possivelmente provocadas pelo sistema de redução de ruído "DOLBY NR" empregado.
- b) Os operadores, na prática, não se limitam a ouvir o sinal em uma única velocidade de rotação do gravador. Esta técnica não foi utilizada, em virtude da falta deste recurso nos gravadores para cassete.
- c) Os seis primeiros operadores possuem mais de vinte anos de experiência, enquanto que os seis últimos possuem entre quinze e vinte e cinco anos de experiência.
- d) Os operadores nas 2 e 4, foram os responsáveis pela gravação dos sinais, em fitas de rolo, transferidas para as de cassete, no Laboratório de Processamento de Sinais do Instituto Militar de Engenharia.
- =====

## CAPÍTULO V

### CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

Esta pesquisa pode ser, didaticamente, dividida em quatro fases bem distintas e de delimitações marcantes:

a) Fase do estudo teórico do tratamento de sinais aplicado ao sonar, particularmente para o sonar passivo, a partir de uma intensa pesquisa bibliográfica, culminando com a escolha do tema, cuja literatura é escassa (ou nenhuma) na MARINHA;

b) Fase da aprendizagem e do treinamento (intensivos) no Analisador dinâmico de sinais;

c) Fase da busca (do maior número possível) de sinais acústicos submarinos, implicando na seleção de quatro tipos entre os milhões existentes, em conjunto com a qualificação efetuada por experimentados operadores;

d) Fase do tratamento computacional das observações (discretização, extração de "carinfos" e armazenamento) e a avaliação correspondente.

Para se alcançar o propósito da tese, de uma mais eficiente identificação de sinais, seria conveniente contar com um "banco" de sinais acústicos, composto de uma grande quantidade de dados dos tipos em estudo.



Entretanto, como ainda não existe esse acervo, pela falta de uma atividade motivadora (nos moldes desta pesquisa), as informações utilizadas foram extraídas das empregadas no adestramento de operadores dos sonares passivos, obtidas em locais afastados deste Instituto e de difícil acesso, diminuindo a possibilidade do emprego de parâmetros estatísticos ( que exige uma elevada quantidade de amostras para estudo), somada à premência para estudo, execução e apresentação da monografia correspondente. Inclusive a base teórica de reconhecimento de padrões foi limitada ao estritamente necessário, à vista da necessidade de se apresentar no presente texto os fundamentos básicos de um sonar e as características dos sinais analisados.

Desta forma, no presente trabalho, ficou constatada pela experimentação, comprovando os trabalhos publicados sobre as observações acústicas e sobre a estimação do espectro de sinais acústicos submarinos, que a representação tri-dimensional do sinal (mapeamento espectral), aliada à extração de "carinfos" utilizando como modelo a Lei logarítmica de Weber-Fechner, modificada por meio de um sub-múltiplo da oitava, preferivelmente igual ou inferior a  $1/3$ , provavelmente permitirá um aumento acentuado no grau de acerto do reconhecimento.

Quanto ao melhor processo a ser empregado, a falta dos resultados significativos da distância quadrática não permitiu apresentar o melhor indicador de de similaridade de sinais homogêneos e de rejeição de sinais não homogêneos.

Como sub-produto do trabalho, desenvolveram-se dois temas com alunos da graduação, motivados pelo interesse que o tema despertou, um relacionado aos transdutores de sonar e outro a respeito de uma pesquisa sobre o tratamento digital de sinais acústicos submarinos, cujos programas e sub-rotinas foram aplicados nesta pesquisa. Os sub-produtos poderão ser aplicados, também, em radar, sinais de voz, imagens e nas áreas da mecânica, ciência dos materiais, química, geodésia etc.

Visto que este tema pode ser continuado, a partir de uma infinidade de observações acústicas existente no meio submarino, como pode ser visto na figura 21, e não limitados aos sinais periódicos das plataformas móveis <sup>25</sup>, à MARINHA é deixada, como sugestão a continuação desta pesquisa, podendo, inclusive, solicitar a utilização das instalações e meios existentes no Laboratório de processamento de sinais deste Instituto e dos que vierem a existir no futuro.

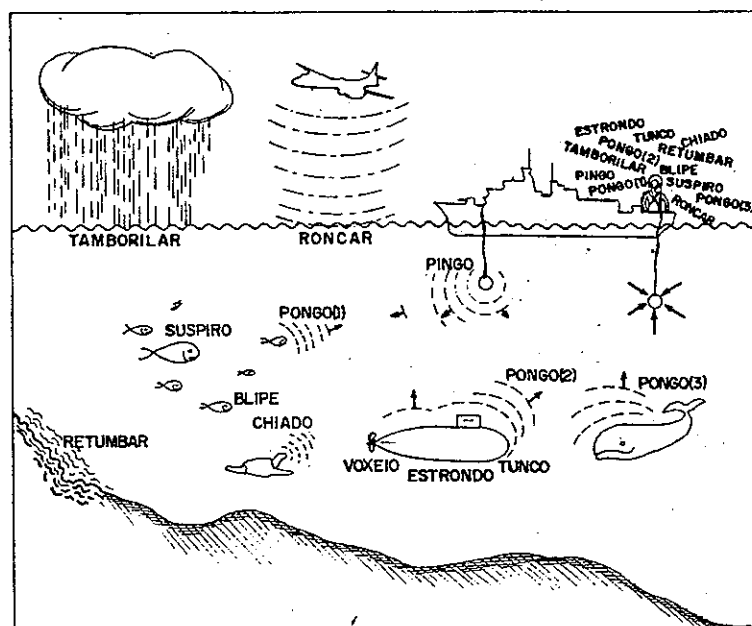


Figura 21: Representação esquemática de vários sons e ruídos observados no meio submarino

Como temas de interesse geral nesta área, sugere-se a utilização das transformadas rápidas de Wash e Hartley (HFT). Na área de reconhecimento de padrões, o emprego da teoria dos conjuntos nebulosos e da semântica. Como tema da área de tratamento de sinais voltada para sonares passivos, a implementação em um microcomputador do atual trabalho, com a substituição da FFT pela HFT, visando seu emprego nos navios de guerra com uma técnica mais moderna de discretização e, ainda, com filtragem espacial na entrada dos transdutores dos sonares, para formatação dos sinais.

Ao finalizar, não se pode deixar de apresentar um profundo agradecimento aos orientadores, ao pessoal da seção, como também, e principalmente, aos que atuaram diretamente no desenvolvimento do assunto. Espera-se, assim, que o tema tenha alcançado o seu principal propósito. Outros propósitos, não referentes ao assunto em estudo, porém que atingiram total sucesso, são transcritos da monografia <sup>22</sup> :

\*- Abrir uma frente, através da montagem de uma infra-estrutura, capaz de suportar futuros trabalhos na área de processamento de sinais;

\*- Despertar o interesse e desenvolver o conhecimento, a experiência e a capacidade do autor para atuar no campo da pesquisa tecnológica;

\*- Motivar jovens iniciantes preparando-os para futuros trabalhos nas áreas de pesquisas pura e aplicada.\*

## ANEXO 1

### O FATOR DE ATENUAÇÃO DO SINAL ACÚSTICO SUBMARINO

A atenuação do sinal acústico submarino é uma conseqüência da própria natureza do mar, que remove energia do sinal acústico, convertendo-a em calor.

Quando uma onda, hipoteticamente plana, propaga-se através de um meio absorvente, uma certa parcela da energia dessa onda é perdida para cada acréscimo de distância percorrida pela onda.

Em geral, a taxa de variação da intensidade de energia em função da distância pode ser expressa por:

$$dI/dD = - \alpha \cdot I - (2 / D) \cdot I.$$

Integrando, tem-se:  $dI/I = - \alpha \cdot dD - 2 \cdot dD/D$

$$\ln I = - \alpha \cdot D - 2 \cdot \ln D$$

(onde  $\ln$  representa o logaritmo Neperiano).

Aplicando a função exponencial de base 'e' à ambos os membros, obtém-se

$$\begin{array}{l} +-----+ \\ | \qquad \qquad \qquad 2 | \\ | I = \exp(- \alpha \cdot D) / D | \\ +-----+ \end{array} \quad (13)$$

Dividindo a intensidade por uma constante C e aplicando logarítmos na base decimal, tem-se:

$$10 \cdot \log I/C = -10 \cdot \alpha \cdot D \cdot \log D^2 = -a \cdot D - 20 \cdot \log D$$

(onde  $a = 10 \cdot \alpha \cdot \log e$ )

Chama-se fator de atenuação à quantidade 'a',  
cuja dimensão é  $L^{-1}$ .

Quando  $\alpha \ll 1/jd$ , então a constante C é aproximadamente igual a  $I_0$  (intensidade a  $D = 1jd = 0,914m$ ).

Wittenborn afirma que estudos empíricos mostraram que o fator de atenuação pode ser representado, com uma boa aproximação, por:

$$a = 40 f^2 / (4100 + f^2) + 0,000275 f^2 \text{ dB/kjd,}$$

(onde f é expresso em kHz).

Para baixas frequências, desprezando  $f^2$  ao lado de 4100, e o segundo termo  $0,000275 f^2$ , a expressão de 'a' pode ser simplificada :

$$|a| = 0,01 f \text{ dB/kjd.} \quad (14)$$

## ANEXO 2

### TRATAMENTO DE SINAIS CONTÍNUOS POR MÉTODOS DISCRETOS

SINAL é o termo que identifica um fenômeno físico cuja descrição abrange diversas variáveis, podendo-se destacar, dentre estas, o tempo e a frequência. Utilizando técnicas matemáticas adequadas, extrai-se o conteúdo de informação existente no sinal. Os sinais mais encontrados na natureza apresentam um comportamento contínuo em relação ao tempo, sendo por isto analisados por meios analógicos.

Com o surgimento de técnicas digitais, que modernizaram o tratamento de sinais, desenvolveram-se métodos de análise numérica discreta que permitem converter um sinal contínuo, que encerra todas as informações pertinentes, em um conjunto de sinais discretos (por meio da amostragem do sinal contínuo em pontos discretos do tempo) e digitalizados (mediante a expressão numérica, no sistema binário, de valor de cada sinal amostrado), no qual a quantidade de informação é menor do que a existente no sinal original. Os principais aspectos destas técnicas estão resumidas a seguir.

### Discretização de um sinal contínuo

é uma técnica que desempenha papel muito importante para o processamento de sinais. Como um sinal contínuo pode variar no tempo, o seu tratamento no domínio da frequência, com o emprego da transformada de Fourier, é o mais indicado. As razões são as seguintes:

- em primeiro lugar, o sinal pode ser tratado como se fosse estacionário (o que, inclusive, pode facilitar o estudo da não-estacionaridade);

- em segundo lugar, as famílias de sinais, cujas características fossem comuns, têm uma melhor representação quando vistas através de uma análise do espectro de frequências; e

- em terceiro lugar, se os sistemas podem ser considerados, com boa aproximação, lineares e invariantes no tempo, a análise do espectro de frequências será mais rápida.

Desta forma, para a discretização de um sinal contínuo há necessidade de que sejam captadas amostras do sinal em intervalos regulares de tempo. Isto é válido particularmente na análise e reconhecimento de sinais acústicos submarinos, onde tem-se a necessidade de avaliar sinais, ruídos e a correspondente modificação imposta por diversas fases de tratamento do sinal, tais como a filtragem e a detecção .



Expansão de funções por série de Fourier

Diversas funções complexas podem ser representadas por uma série de Fourier, desde que as mesmas sejam limitadas em um intervalo finito,  $[x_1, x_2]$ .

Seja  $f(x)$  uma dessas funções. Ter-se-á

$$f(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \varphi_n(x), \quad (15)$$

onde  $\varphi_n(x)$  são as funções básicas da expansão e as constantes  $a$  precisam ser determinadas. Uma classe especialmente útil de funções básicas é aquela na qual as funções componentes constituem um conjunto mutuamente ortogonal. Um grupo de funções  $\varphi_n(x)$  é ortogonal em uma região  $[x_1, x_2]$  em relação a uma função peso não negativa  $r(x)$ , se

$$\int_{x_1}^{x_2} r(x) \varphi_m(x) \varphi_n^*(x) dx = \begin{cases} A & \text{se } m = n \\ 0 & \text{se } m \neq n, \end{cases} \quad (16)$$

onde  $A$  é uma constante e  $\varphi_n^*(x)$  é a conjugada complexa de  $\varphi_n(x)$ . Uma relação semelhante a (16) é descrita, algumas vezes, em uma forma mais compacta, usando o símbolo delta de Kronecker, definida como

$$\delta_{mn} = \begin{cases} 1 & \text{se } m = n \\ 0 & \text{se } m \neq n. \end{cases} \quad (17)$$

Combinando (16) e (17), obtém-se

$$\int_{x_1}^{x_2} r(x) \varphi_m(x) \varphi_n^*(x) dx = \delta_{mn} A. \quad (18)$$

Tendo como base o processo de expansão, o valor das funções ortogonais é facilmente calculável, desde que os coeficientes  $a_n$  possam ser calculados. Por exemplo, supondo que as funções básicas para (15) sejam ortogonais, multiplicando ambos os membros da expressão por  $r(x) \varphi_n^*(x)$ , onde  $\varphi_n^*(x)$  é um componente particular do conjunto das funções básicas, e integrando no intervalo de ortogonalidade, chega-se a

$$\begin{aligned} \int_x^x r(x) f(x) \varphi_n^*(x) dx &= \\ &= \int_x^x r(x) [a_0 \varphi_0(x) \varphi_n^*(x) + \dots + a_m \varphi_m(x) \varphi_n^*(x) + \\ &+ a_n |\varphi_n(x)|^2 + \dots], \end{aligned} \quad (19)$$

onde  $|\varphi(x)| = \sqrt{\varphi_{\text{real}}^2(x) + \varphi_{\text{imag}}^2(x)}$  é o módulo de  $\varphi(x)$ .

Em virtude da ortogonalidade definida por (16) ou (18), todos os termos em (19), à direita, são nulos, exceto um, aquele que contém  $|\varphi(x)|^2$ .

Portanto,

$$\begin{aligned} \int_{x_1}^{x_2} r(x) f(x) \varphi_n^*(x) dx &= a_n \int_{x_1}^{x_2} r(x) |\varphi_n(x)|^2 dx = \\ &= a_n A. \end{aligned} \quad (20)$$

Conclui-se que,

$$a_n = (1/A) \int_{x_1}^{x_2} r(x) f(x) \varphi_n^*(x) dx. \quad (21)$$

Seja  $f(x) = f(x + nT)$  uma função periódica, de período  $T$ , para qualquer  $n$ .

A expansão de funções periódicas é usualmente obtida usando funções básicas que sejam periódicas, com os períodos relacionados ao período da função a ser expandida. Como a expansão em série de Fourier utiliza senos e cossenos como funções básicas, é conveniente utilizar a identidade de Euler, a fim de obter uma função básica complexa. Assim, tem-se

$$\begin{aligned} \text{função básica complexa} &= \exp(j \omega_n x) = \\ &= \cos \omega_n x + j \sin \omega_n x \end{aligned}$$

onde  $\omega_n = n \omega_1 = 2\pi n f_1$  e  $j = \sqrt{-1}$ .

As funções básicas geradas a partir de uma função complexa são ortogonais entre si, em relação à função peso  $r(x)=1$ , e têm período fundamental  $T = 1/f_1$ .

Verifica-se que

$$\int_{x_1}^{x_1 + T} \exp(j m \omega_1 x) \exp(-j n \omega_1 x) dx = \delta_{mn} T.$$

Assim, a expansão em série complexa de Fourier para uma função qualquer  $f(x)$  pode ser escrita como

$$f(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \exp(j n \omega_1 x), \quad (22)$$

onde

$$a_n = (1/T) \int_{-T/2}^{T/2} f(x) \exp(-j n \omega_1 x) dx \quad (23)$$

Observa-se que em (22), o índice do somatório ( $n$ ) pode variar desde menos infinito a mais infinito, como também, que o coeficiente  $a_n$  pode, em geral, ser complexo, desde que  $f(x)$  seja real.

Transformada de Fourier

Muitas funções  $f(t)$  têm duração limitada, em contraposição aos sinais contínuos <sup>13</sup>. Assim, supondo que um sinal  $f(t)$  exista no intervalo  $[t_1, t_2]$  e seja nulo fora, esta função pode ser expandida em série de Fourier neste intervalo, ao assumir que a função reproduza-se com um período igual ao próprio intervalo. Se, por hipótese, o período aumentar, diminuirá a frequência ( $f_1$ ) fundamental. Expandindo o sinal em série de Fourier, pode-se trocar o índice do somatório ( $n$ ) por ( $n f_1$ ).

Assim,

$$f(t) = \sum_{nf_1=-\infty}^{\infty} a_{nf_1} \exp(j 2\pi n f_1 t),$$

onde

$$a_{nf_1} = f \int_{-1/2 f_1}^{1/2 f_1} f(t) \exp(-j 2\pi n f t) dt.$$

Combinando estas expressões, consegue-se escrever  $f(t)$  sob a forma:

$$f(t) = \sum_{nf_1=-\infty}^{\infty} \left[ f \int_{1/f_1}^{1/f_1} f(t) \exp(-2\pi n f t) dt \right] \cdot \exp(j 2\pi n f_1 t). \quad (24)$$

Desde que o período  $T$  pode tender para o infinito, a variável discreta,  $n f_1$ , tenderá para a contínua,  $f$ . Portanto, ter-se-á

$$f_1 \rightarrow df \quad \text{e} \quad 1/2 f_1 \rightarrow \infty$$

No limite, o somatório em (24) transforma-se em uma integral e, assim,

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp(-j 2\pi f t) dt \right] \cdot \exp(j 2\pi f t) df. \quad (25)$$

A equação (25) representa a integral de Fourier de uma função limitada no tempo,  $f(t)$ . Em uma forma mais compacta, pode-se obter (24) desde que se defina

$$F(f) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp(-j 2\pi f t) dt \quad (26)$$

e assim,

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(f) \exp(j 2\pi f t) df. \quad (27)$$

A equação (26) (função  $F(f)$  no domínio da frequência) é a transformada de Fourier da função  $f(t)$  no domínio do tempo. Inversamente, (27) representa a equação de retorno para o domínio do tempo, por meio da inversa da transformada de Fourier de  $F(f)$ . As funções  $f(t)$  e  $F(f)$  são denominadas pares da transformadas de Fourier e são identificadas por meio da seguinte representação simbólica

$$f(t) \longleftrightarrow F(f).$$

Esta transformação, entretanto, só é válida se a função  $f(t)$  respeitar as condições de Dirichlet, que são <sup>25</sup>:

(1) A função  $f(t)$  tem um número finito de descontinuidades num período.

(2) A função  $f(t)$  tem um número finito de máximos e mínimos num período.

(3) A função  $f(t)$  é absolutamente integrável em um período, isto é,  $\int_{-T/2}^{T/2} |f(t)| dt < \infty$ .

### Principais funções no tempo

Certas funções no tempo merecem especial consideração e notação, tais como, um pulso retangular e o impulso unitário.

- Pulso retangular. (ver figura 22a).

Define-se assim

$$f(t) = \begin{cases} A, & \text{para } -(t_p/2) \leq t \leq (t_p/2) \text{ e} \\ 0, & \text{fora do intervalo,} \end{cases}$$

enquanto que o pulso retangular unitário é definido

$$f(t) = \begin{cases} 1, & \text{para } -(t_p/2) \leq t \leq (t_p/2) \text{ e} \\ 0, & \text{fora do intervalo.} \end{cases} \quad (28)$$

Designando o pulso retangular unitário por  $\text{rect}(t)$ , (28), um pulso de amplitude  $A$  e duração  $t$  transforma-se em

$$A \text{ rect}(t/t_p) = \begin{cases} A, & \text{para } -(t_p/2) \leq t \leq (t_p/2) \text{ e} \\ 0, & \text{para fora do intervalo.} \end{cases} \quad (29)$$

Calculam-se os coeficientes complexos de Fourier com a fórmula (23):

$$\begin{aligned} a_n &= (1/T) \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \exp(-j n \omega_1 t) dt = \\ &= (A/T) \int_{-t/2}^{t/2} \exp(-j n \omega_1 t) dt. \end{aligned}$$

A partir de cálculos elementares, obtém-se

$$a_n = -(A / j n \omega_1 t) \exp(-j n \omega_1 t) \Big|_{(-t_p/2)}^{(t_p/2)}$$

Substituindo pelos valores de  $t$  e utilizando a identidade de Euler, tem-se, finalmente

$$\begin{aligned} a_n &= (A t_p / T) \operatorname{sen}(n \omega_1 t_p / 2) / n \omega_1 t_p / 2 = \\ &= (A t_p / T) \operatorname{sen}(\pi n f_1 t_p) / \pi n f_1 t_p. \end{aligned} \quad (30)$$

Observa-se, ainda, que a parte imaginária de  $a_n$  é nula, porque  $f(t)$  é uma função par, onde  $f(t) = f(-t)$ . A expansão de  $f(t)$  pode ser, assim, escrita :

$$f(t) = (A t_p / T) \sum_{n=-\infty}^{\infty} ((\operatorname{sen} \pi n f_1 t_p) / (\pi n f_1 t_p)) \cdot \exp(j 2 \pi n f_1 t) \quad (31)$$

ou de uma forma compacta,

$$\begin{aligned} A \operatorname{rect}(t / t_p) &\langle \text{---} \rangle A t_p \operatorname{sen}(\pi f_1 t_p) / \pi f_1 t_p \\ \text{a partir do pulso retangular unitário e sua transformada} \\ + \text{-----} + \\ \operatorname{irect}(t) &\langle \text{---} \rangle \operatorname{sen}(\pi f) / \pi f. \end{aligned} \quad (32)$$

A transformada do pulso retangular unitário (denominada também função sinc) é definida como (ver figura 22b)

$$\begin{aligned} + \text{-----} + \\ |\operatorname{sinc}(f) &= \operatorname{sen}(\pi f) / \pi f|. \end{aligned} \quad (33)$$

O uso de uma função retangular não está restrito ao domínio do tempo, nem a função sinc está restrito ao domínio da freqüência. Uma função sinc no domínio do tempo, com amplitude  $A$  e duração  $t$  (até o primeiro valor nulo), pode ter sua transformada expressa

por

(ver figuras 22c e 22d)

$$|A \operatorname{sinc}(t/t_p) \longleftrightarrow A t_p \operatorname{rect}(f t_p)| \quad (34)$$

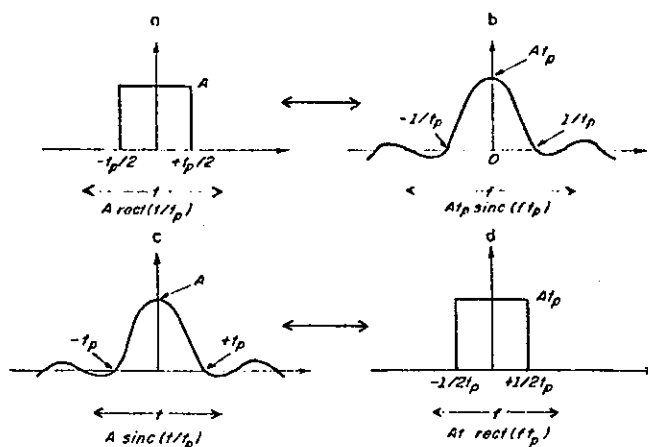


Figura 22: pulso retangular nos domínios (a) do tempo e (b) freqüência e a função sinc nos domínios (c) do tempo e (d) da freqüência

- Função impulso unitário. Define-se como

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty, & \text{para } t = 0 \\ 0, & \text{fora do intervalo,} \end{cases} \quad (35)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = \int_{0}^{\infty} \delta(t) dt = 1/2.$$

(ver figura 23a).

A transformada de Fourier da função impulso unitário é igual a

$$F(f) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp(-j 2 \pi f t) dt =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) \exp(-j 2 \pi f t) dt = 1$$



Portanto

$$\delta(t) \langle \text{---} \rangle 1 \quad (36)$$

(ver figura 23b).

O impulso unitário pode estar localizado em algum ponto diferente da origem, tal como  $t_0$ . Então, pode-se escrever

$$\delta(t - t_0) = \begin{cases} \infty & , \text{ para } t_0 = t \\ 0 & , \text{ fora do intervalo.} \end{cases} \quad (37)$$

(ver figura 23c).

Multiplicando um sinal  $f(t)$  por um pulso unitário localizado em  $t_0$ , o resultado será nulo em qualquer ponto diferente de  $t_0$ . Verifica-se, assim

$$f(t) \delta(t - t_0) = f(t_0) \delta(t - t_0)$$

e a integral do produto torna-se

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \delta(t - t_0) dt &= f(t_0) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) dt = \\ &= f(t_0). \end{aligned} \quad (38)$$

A transformada do impulso unitário localizado em um ponto diferente de  $t = 0$  é

$$\begin{aligned} F(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) \exp(-j 2 \pi f t) dt = \\ &= \exp(-j 2 \pi f t_0) \end{aligned}$$

ou de uma forma mais compacta, tem-se

$$\delta(t - t_0) \langle \text{---} \rangle \exp(-j 2 \pi f t_0). \quad (39)$$

(ver figura 23d).

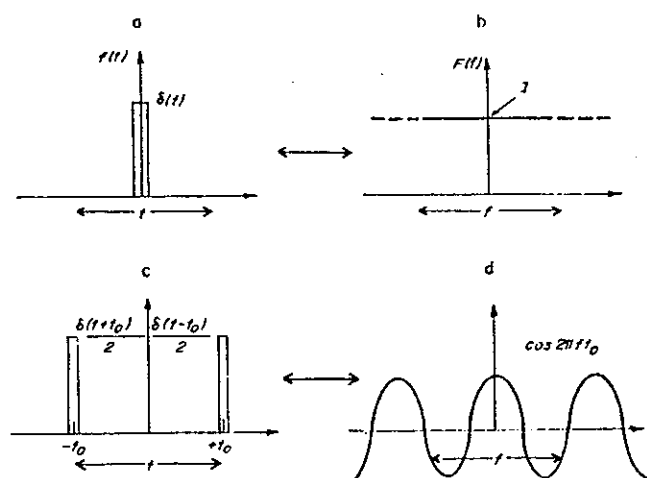


Figura 23: representações da função impulso unitário, para  $t=0$ , nos domínios (a) do tempo e (b) da frequência, e para  $t \neq 0$ , nos domínios (c) do tempo e (d) da frequência

#### Respostas de sistemas lineares no domínio do tempo

Um sistema é dito linear quando a resposta do sistema a dois ou mais sinais é igual soma das respostas individuais para cada um dos sinais. Se o sistema é invariante no tempo, a resposta a um dado sinal é independente do tempo de início do sinal.

Na figura 24, vê-se um sistema linear e invariante no tempo, junto com a forma de onda na saída, supondo que o sinal de entrada é um impulso unitário. (ver figura 24a). Visualmente, mostra-se que a forma de onda da saída não é afetada pelo instante de aplicação do impulso unitário.

Se uma série de impulsos de diferentes intensidades e instantes for aplicada na entrada, o

sinal na saída é a soma das respostas a impulsos unitários individuais.

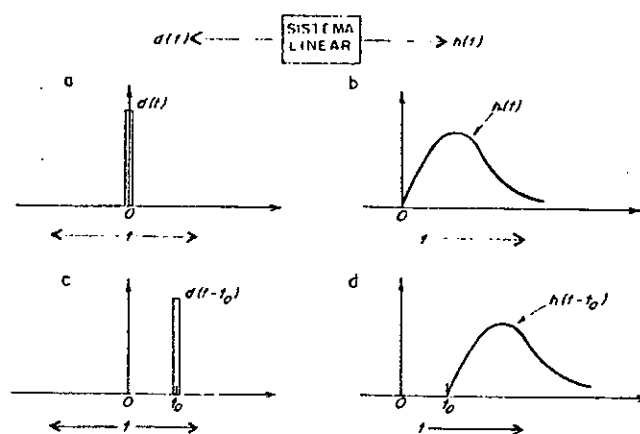


Figura 24: Excitação de uma função impulso unitário a um sistema linear e a resposta correspondente, para  $t=0$ , a) e b), e para  $t \neq 0$ , c) e d), respectivamente

Seja o sinal de entrada (ver figura 24c)

$$f_1(t) = \sum_{n=1}^N a_n \delta(t - t_n). \quad (40)$$

A resposta do sistema ao impulso unitário aplicado em  $t = 0$  é denominado resposta do sistema ao impulso  $h(t)$  (ver figura 24b).

O sinal de saída é, então (ver figura 24d)

$$f_2(t) = \sum_{n=1}^N a_n h(t - t_n). \quad (41)$$

Substituindo o sinal de entrada por uma função contínua, que, entretanto, pode ser aproximada por uma série contínua de pulsos retangulares estreitos, de largura que tende a zero, recai-se no problema de um somatório de impulsos unitários, no instante  $t = \tau$ , tal que

impulso no instante  $\tau = f_1(t) \delta(t - \tau) dt$ .  
(ver figura 25).

A intensidade do impulso é  $f_1(\tau) d\tau$ . A resposta do sistema é

$$\text{saída} = f(\tau) h(t - \tau) d\tau. \quad (42)$$

A resposta total para todos os componentes do impulso é obtida pelo somatório de todos os componentes de (42). Desde que  $\tau$  é uma variável contínua, o somatório transforma-se em integral. Assim

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(\tau) h(t - \tau) d\tau. \quad (43)$$

Esta integral é denominada convolução. Portanto, a resposta de um sistema linear é obtida pela convolução da resposta do sistema ao impulso com a função de entrada.

Freqüentemente, a convolução é usada na forma compacta, a seguir

$$|f(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(\tau) h(t - \tau) d\tau|. \quad (44)$$

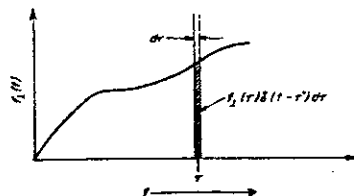


Figura 25: Elemento impulsivo de uma função qualquer  $f(t)$

Operador de repetição

Considere-se um pulso retangular unitário e sua transformada

$$f_1(t) = \text{rect}(t/t_p) \longleftrightarrow t \text{ sinc}(ft_p).$$

Um sinal semiperiódico pode ser construído, ao adicionar uma cópia de  $f_1(t)$  em cada lado de  $f(t)$ , entre  $[-T, T]$ . Assim,

$$\begin{aligned} f(t) &= f_1(t+T) + f_1(t) + f_1(t-T) = \\ &= \sum_{n=-1}^1 f_1(t+nT). \end{aligned} \quad (45)$$

A partir da definição (44), a convolução de uma função arbitrária  $f(t)$  com um pulso unitário centrado na origem, produz

$$f(t) * \delta(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) \delta(t-\tau) d\tau. \quad (46)$$

Por meio da equação (38), a integral (46) é igual à função em  $t = \tau$ . Desta forma,

$$\begin{array}{c} +-----+ \\ |f(t) * \delta(t) = f(t)|, \\ +-----+ \end{array} \quad (47)$$

onde se pode ver que a convolução com um pulso unitário na origem implica em uma função inalterada.

Portanto,  $f(t)$  pode ser descrito, também, como a convolução de  $f_1(t)$  com um conjunto de três impulsos unitários, de tal modo que

$$f(t) = f_1(t) * \left[ \sum_{n=-1}^1 \delta(t+nT) \right].$$

Assim, a transformada de  $f(t)$ , a partir da identidade de Euler, é

$$\begin{aligned} f(t) \longleftrightarrow F_1(f) [ \exp ( j 2\pi f T ) + 1 + \\ + \exp ( - j 2\pi f T ) ] = \\ = t_p \operatorname{sinc}(f t_p) [1 + 2 \cos 2\pi f T]. \end{aligned}$$

O espectro é visto na figura 26. Observa-se que as fronteiras do espectro têm a forma de  $F(f)$ , porém com os lóbulos concentrados espaçados em intervalos  $(1/T)$ . As características típicas de um sinal limitado por um processo de expansão podem ser vistas por meio da série de Fourier. Neste caso, fica evidente a periodicidade do sinal com o pulso repetido somente três vezes.

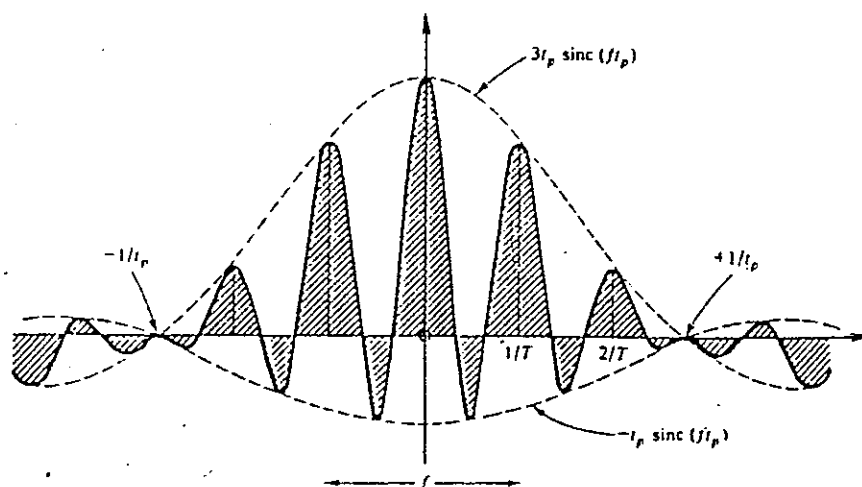


Figura 26: Espectro de três pulsos retangulares igualmente espaçados

Se agora somam-se pulsos igualmente espaçados de  $N/2$  em cada lado para um total de  $N + 1$  pulsos, ter-se-á

$$f(t) = \sum_{n=(-N/2)}^{(N/2)} f_1(t - nT) \quad (48)$$

$$F(f) = F_1(f) \sum_{n=(-N/2)}^{(N/2)} \exp(-j 2\pi f n T). \quad (49)$$

O somatório em (49) é uma série geométrica da forma

$$\sum_{n=-N/2}^{N/2} r^n, \quad \text{com } r = \exp(-j 2\pi f T). \quad (50)$$

A soma de uma série geométrica finita (e convergente) é facilmente obtida com a ajuda das identidades trigonométricas e o somatório (49) pode ser colocado em uma forma mais compacta

$$\sum_{n=-N/2}^{N/2} \exp(-j 2\pi f n T) = \frac{\text{sen}(N+1)\pi f T}{\text{sen}\pi f T}. \quad (51)$$

A função é periódica com período  $T$ .

Substituindo (51) em (49), obtém-se o espectro de um trem de pulsos finitos, tal que

$$F(f) = t_p \text{sinc}(f t_p) \frac{\text{sen}(N+1)\pi f T}{\text{sen}(\pi f T)}. \quad (52)$$

e que é visto na figura 27. O espectro é concentrado principalmente em picos estreitos, separados por  $(1/T)$  e ponderados pelo espectro da amplitude do pulso unitário. A largura de cada pico é inversamente proporcional à largura total do trem de pulsos.

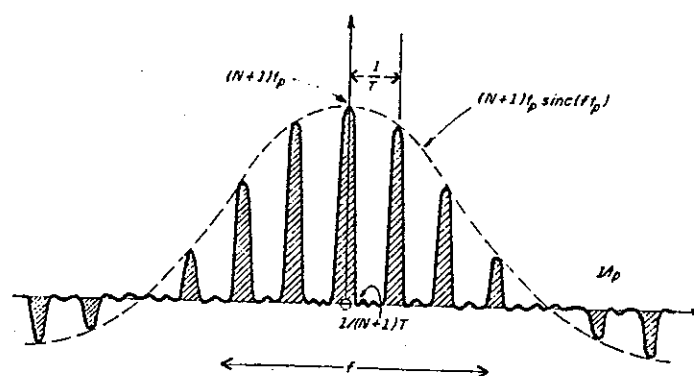


Figura 27: Espectro de um trem de pulso finito

A partir de (48) e (49), pode ser obtida uma forma de onda verdadeiramente periódica, ao fazer  $N$  tender ao infinito. Expressa-se assim

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_1(t - nT) \quad (\text{---}) \quad F_1(f) \cdot \left[ \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\text{sen}(N+1)\pi f T}{\text{sen}(\pi f T)} \right] \quad (53)$$

A amplitude do limite em (53) tenderá ao infinito nos pontos  $f = (n/T)$  equivalentemente a  $N$  tender ao infinito.

Além disso,

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \int_{-(1/2)T}^{(1/2)T} \frac{\text{sen}(N+1)\pi f t}{\text{sen}(\pi f t)} df = \frac{1}{T} \quad (54)$$

Porém, estas são as características de um trem de impulsos periódicos com intensidade  $(1/T)$  e período  $(1/T)$ . Desta forma,



$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\sin(N+1)\pi f T}{\sin(\pi f T)} = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right). \quad (55)$$

A equação (53) resulta em

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} f_1(t - nT) \longleftrightarrow \frac{1}{T} F_1(f) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right). \quad (56)$$

O trem de impulsos unitários gera um estrutura linear típica de um sinal periódico. Com efeito, o espectro original  $F(f)$  é amostrado por um trem de impulsos à intervalos regulares em relação a frequência de repetição. Por convenção, representarse a amplitude do componente espectral com a intensidade do impulso correspondente.

13

Burdic apresenta uma notação condensada para ser usada com as formas de ondas repetidas. Define-se

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} f(t - nT) = [\text{rep}_T f(t)] \quad (57)$$

e

$$W \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nW) = W \text{ comb}_W, \quad (58)$$

onde  $W = (1/T)$  e o operador  $\text{comb}$  é a função de amostragem.

O operador de repetição  $[\text{rep}(\cdot)]$  indica que a função dentro dos parênteses, será repetida no intervalo indicado. Deve-se ter cuidado ao colocar-se, entre colchetes, o operador  $\text{rep}$  e a função a ser repetida.

O operador de repetição, definido em (57), pode ser reconhecido como um operador de convolução, com uma das funções sendo um trem de impulsos.



Teoremas da amostragem uniforme

Para amostrar uma forma de onda periódica, é necessário determinar com que frequência esta função contínua pode ser amostrada a fim de evitar perda de informação. É desejável, também, determinar um método para reconstruir a forma original a partir dos valores amostrados. A solução destes problemas é objeto dos teoremas da amostragem uniforme, que dão respostas definitivas, a partir de certas condições a serem impostas ao sinal. Os resultados apresentados anteriormente, indicarão uma maneira compacta de apresentar os teoremas.

Suponha-se a existência de um sinal contínuo  $f(t)$ , com um espectro limitado na faixa de frequências  $\pm W$ .

Fazendo

$$f(t) \longleftrightarrow F(f)$$

porque  $F(f)$  é nulo fora da faixa  $\pm W$ , isto pode ser escrito como

$$f(t) \longleftrightarrow F(f) \text{ rect } (f/2W). \quad (63)$$

Pode-se, então, originar  $f(t)$  a partir de repetições em intervalos  $2W$ , sem alterar o resultado, por causa da rejeição por parte da função  $\text{rect}$  para valores fora do intervalo  $\pm W$ . Então, obter-se-á

$$\begin{aligned}
 f(t) \langle \text{---} \rangle \text{ [rep } f(t) \text{] rect } (f/2 W) &= \\
 &= F(f). \qquad (64)
 \end{aligned}$$

Substituindo  $2W = 1/t_a$ , onde  $t$  é o tempo de amostragem, e transformando o espectro para o domínio do tempo, pode-se escrever:

- amostragem da forma de onda no domínio do tempo

$$\text{comb}_{t_a} f(t) \langle \text{---} \rangle \text{ [rep } F(f) \text{]}; \qquad (65)$$

- função sinc no domínio do tempo

$$(1/t_a) \text{ sinc } (t/t_a) \langle \text{---} \rangle \text{ rect } (f/2 W); \qquad (66)$$

- convolução no domínio do tempo

$$\begin{array}{c}
 +-----+ \\
 | f(t) = \text{comb}_{t_a} f(t) * \text{sinc}(t/t_a) \langle \text{---} \rangle F(f) | \quad (67) \\
 +-----+
 \end{array}$$

O produto de  $\text{comb}_{t_a}$  e  $f(t)$  é uma versão da amostragem da função contínua com pulsos de amostragem à intervalos  $t_a = 1/2 W$ . Convolvendo com a função sinc é equivalente passar os pulsos de amostragem através de um filtro retangular, centrado em  $f = 0$  com uma largura de faixa  $2 W$ . Observe-se que este resultado concorda com os requisitos do teorema de Nyquist, que estabelece que as amostras do sinal devam ser feitas a uma taxa, no mínimo, duas vezes a maior frequência contida no sinal.

Além disso, a equação (67) indica que a função original é reproduzida exatamente pela convolução das amostras com a função sinc apropriada.

O teorema de amostragem uniforme no domínio do tempo, pode ser enunciado assim : <sup>25</sup> "se uma função do tempo  $f(t)$  não contém componentes de frequências mais elevadas do que  $f_M$  Hz, então  $f(t)$  pode ser completamente determinada por seus valores situados em intervalos uniformes e de separação menor que ou igual a  $(1/2f_M)s$ ."

Na figura 28, pode-se observar uma função contínua e o espectro limitado em faixa, em conjunto com a função amostrada e seu espectro. O intervalo de amostragem é ligeiramente menor que  $1/2 W$ .

Pode-se, também, avaliar a amostragem no domínio do freqüência.

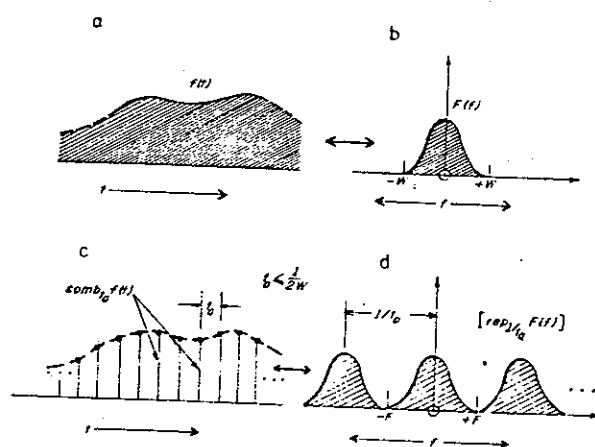


Figura 28: Sinal no domínio do tempo (a) de faixa ilimitada e (b) sua amostragem, e sinal no domínio do tempo (c) de faixa limitada e (d) sua amostragem

Fazendo  $f(t)$  nulo fora do intervalo  $\pm T$  e sendo

$$f(t) \longleftrightarrow F(f)$$

porque  $f(t)$  é nulo fora do intervalo  $\pm T$ , pode-se também escrever:

- função retangular no domínio do tempo

$$\text{rect}(t/2T) \longleftrightarrow 2T \text{sinc}(2fT); \quad (68)$$

- operador de repetição no domínio do tempo

$$[\text{rep}_{2T} f(t)] \longleftrightarrow W_a \text{comb}_{W_a} F(f); \quad (69)$$

- multiplicação no domínio do tempo

$$\begin{array}{c} +-----+ \\ | f(t) \longleftrightarrow \text{comb}_{W_a} F(f) * \text{sinc}(2fT) = F(f) | \\ | \\ +-----+ \end{array} \quad (70)$$

O termo  $\text{comb}_{W_a} F(f)$  é uma versão da amostragem de  $F(f)$  com amostras sendo efetuadas à intervalos  $W_a = 1/2 T$ . Convolvendo o espectro amostrado com a função  $\text{sinc}(2fT)$  recupera-se o espectro contínuo original.

O teorema da amostragem no domínio da frequência pode ser enunciado assim: "se uma função  $f(t)$  for zero para  $t$  qualquer, exceto no intervalo  $-T < t < T$ , então sua transformada de Fourier  $F(w)$  pode ser determinada de modo único a partir dos seus valores  $F(n\pi/T)$  numa série de pontos equidistantes, espaçados de  $\pi/T$ ".

## Transformada discreta de Fourier (DFT)

Seja  $f(t)$  uma função de faixa limitada e periódica de período  $T$ . Então  $f(t)$  passa a ser descrita como uma seqüência discreta de duração finita e pode ser expressa por:

$$f(t) = (1/T) \sum_{n=0}^{T-1} F(f) \exp((j 2\pi n f)/T), \quad (71)$$

para  $t=0, 1, \dots, T-1$ .

Fazendo  $W_N$  a raiz  $n$ -ésima de 1 de menor argumento de  $\exp(-j 2\pi/N)$  e substituindo na expressão de  $f(t)$ , tem-se:

$$f(t) = (1/T) \sum_{n=0}^{T-1} W_N^{-nw} \quad (72)$$

Seguindo a nomenclatura clássica de processamento de sinais digitais <sup>26</sup>, o índice  $t$  é substituído por  $n$ ,  $w$  por  $k$  e  $T$  por  $N$ .

Portanto, a equação (72) resulta na inversa da

DFT:

$$\begin{array}{l} \text{-----} \\ | \quad \quad \quad \sum_{n=0}^{N-1} F(k) W_N^{-kn} |, \\ \text{-----} \end{array} \quad (73)$$

para  $k=0, 1, \dots, N-1$ ,

enquanto que a DFT de um sinal contínuo pode ser descrita por:

$$\begin{array}{l} \text{-----} \\ | \quad \quad \quad \sum_{n=0}^{N-1} f(n) W_N^{+kn} |, \\ \text{-----} \end{array} \quad (74)$$

para  $k=0, 1, \dots, N-1$ .

### Truncamento dos sinais por meio de janelas espectrais

Um sinal contínuo de duração não finita não pode ser naturalmente definido pela DFT. É necessário que o mesmo seja amostrado em períodos de valor igual a  $N$ . Desta forma, desenvolveram-se técnicas que permitem representá-lo tão fidedignamente quanto possível, utilizando filtros de faixas limitadas (janelas) <sup>26,27</sup>.

Um sinal não finito pode ser transformado em um sinal periódico (e, portanto, finito), por meio de uma janela retangular, definida por <sup>13,26</sup>:

$$u(k) = \begin{cases} \exp(-j 2 \pi n f t_a), & -T \leq t_a \leq T \\ \emptyset, & \text{fora do intervalo} \end{cases} \quad (75)$$

Assim,  $F(k)$  pode ser expressa por:

$$F_a(k) = F_a(\omega_a) * u(k) \quad (76)$$

Pode-se constatar que um sinal não finito, amostrado em períodos  $N$  (portanto, com limites descontínuos) terá um erro considerável nas vizinhanças de um ponto de descontinuidade, não importando quantos termos estejam sendo utilizados. Este efeito é conhecido como o "fenômeno de Gibbs" <sup>25,26</sup>.



O fenômeno de Gibbs pode ser visto como um vazamento lateral (em frequência), que deve ser minimizado, substituindo a janela retangular por outros tipos, cujo propósito é aumentar o lóbulo principal (faixa de utilização), concomitantemente diminuindo os efeitos prejudiciais dos lóbulos laterais.

26

Tipos de janelas e suas definições :

Bartlett ( ou triangular):

$$f(n) = \begin{cases} (1-2|n|)/N, & (-N/2) \leq n \leq (N/2) \\ 0 & \text{fora do intervalo} \end{cases} \quad (77)$$

Hanning (ou Blackman-Tukey, ou cosseno):

$$f(n) = \begin{cases} (1/2)(1 + \cos(n/N)), & \text{no} \\ \text{intervalo } (-N/2) \leq n \leq (N/2) \\ 0 & \text{, fora do intervalo} \end{cases} \quad (78)$$

Hamming:

$$f(n) = \begin{cases} 0,54 + 0,46 \cos(2n/N), & \\ \text{no intervalo} \\ (-N/2) \leq n \leq (N/2) \\ 0, & \text{fora do intervalo} \end{cases} \quad (79)$$

Transformada rápida de Fourier (FFT)

O algoritmo FFT foi elaborado para acelerar o processo de apresentação de uma seqüência discreta de duração finita, reduzindo o tempo de processamento <sup>13,26</sup>. No algoritmo, a seqüência  $F(k)$  é dividida em seqüências menores. Assim, para cada nova seqüência de duração finita, aplica-se a transformada de Fourier discreta. Dois processos são os mais indicados para efetuar a divisão: decimização em tempo e decimização em freqüência;

- na decimização em tempo, decompõe-se a seqüência de entrada  $f(n)$  em seqüências menores, sucessivas e alternadas;

- na decimização em freqüência, decompõe-se a seqüência de saída  $F(k)$  em seqüências menores, sucessivas e alternadas. Será analisado somente este último processo.

Supondo que  $f(n)$  é uma seqüência completa, discreta, obtida a partir de  $x(t)$ , que  $F(k)$  é a transformada discreta de Fourier de  $f(n)$  e, ainda, que  $F(k)$  pode ser dividida em duas seqüências menores, a saber:

$$F(k) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \cdot W_N^{kn}, \quad (80)$$

onde  $k=0,1,\dots,N-1$ ,

ter-se-á:

$$F(k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} f(n) \cdot W_N^{kn} + \sum_{n=(N/2)}^{N-1} f(n) \cdot W_N^{kn}$$

ou ainda:

$$F(k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} f(n) \cdot w_N^{kn} + \sum_{n=0}^{(N/2)-1} f(n+(N/2)) \cdot w_N^{kn} \cdot w_N^{k(N/2)} \quad (81)$$

26

Como existe uma propriedade que expressa :

$$w_N^{(N/2)} = \exp(-j 2 \pi / N) (N/2) = \exp(-j \cdot \pi) = -1 \quad (82)$$

e substituindo (82) em (81), resulta:

$$F(k) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{(N/2)-1} [f(n) + (-1)^k f(n + (N/2))] \cdot w_N^{kn} \\ \text{para } k = 0, 1, \dots, N-1. \end{cases} \quad (83)$$

Para os pontos de ordem par  $F(2k)$  :

$$F(2k) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{(N/2)-1} [f(n) + f(n + (N/2))] \cdot w_N^{2kn} \\ \text{para } k = 0, 1, \dots, (N/2) - 1. \end{cases} \quad (84)$$

Para os pontos de ordem ímpar  $F(2k + 1)$  :

$$F(2k + 1) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{(N/2)-1} [f(n) - f(n + (N/2))] \cdot w_N^{2kn} \cdot w_N^{N/2} \\ \text{para } k = 0, 1, \dots, (N/2) - 1. \end{cases} \quad (85)$$

Existe uma propriedade que garante a seguinte igualdade:

$$W_N^{2kn} = \exp(-j 2 \pi / N) 2kn = W_{N/2}^{kn} \quad (86)$$

Conclui-se, finalmente, que:

$$g(n) = f(n) + f(n + (N/2)) \quad (87)$$

$$h(n) = f(n) - f(n + (N/2)) \quad (88)$$

onde  $g(n)$  e  $h(n)$  representam as seqüências dos  $(N/2)$  primeiros e últimos pontos que geram a transformada discreta de Fourier, respectivamente.

A figura 29 apresenta o fluxograma da decomposição por dois para decimização em freqüência para o cálculo de 8 pontos em DFT.

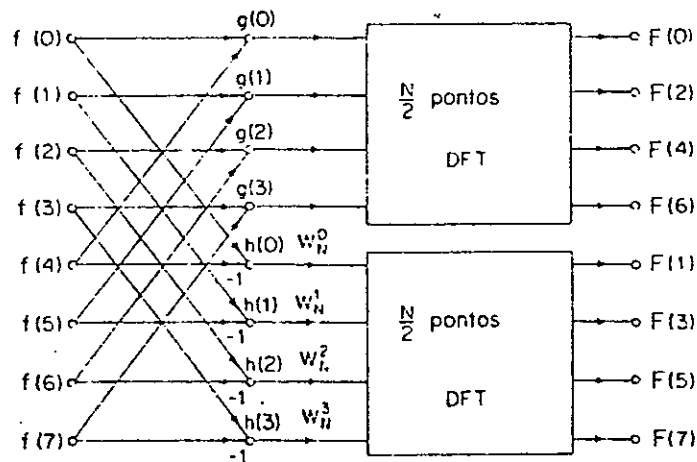


Figura 29: Fluxograma da decomposição por dois para decimização em freqüência para o cálculo de oito pontos em DFT

## ANEXO 3

### LISTAGEM DOS PROGRAMAS

As listagens contidas neste anexo seguem a seqüência de apresentação do texto.

Os programas listados são os seguintes:

#### - TRANSOCT5K

Programa em Basic 4.0, para transferir os sinais acústicos, captados pelo analisador, para armazenamento do espectro discretizados no microcomputador com a faixa de freqüências desde 3,15 Hz até 5 kHz, dividida em 33 sub-bandas, janela de Hanning, cálculo da média das observações, mantendo-se os picos, com o número de observações igual a 1 e compensação do nível de ruído.

#### - TRANSMAP5

Programa em Basic 4.0, para transferir os sinais acústicos, captados pelo analisador, para armazenamento dos espectros discretizados no microcomputador com freqüência máxima de apresentação 6,25 kHz, 40 posições de memória, janela de Hanning e limitação em 5 amostras.

- LINTRANS

Programa em Basic 4.0, para transferir os sinais acústicos, captados pelo analisador, para armazenamento dos espectros discretizados no microcomputador com frequência máxima de apresentação 6,25 kHz, 40 posições de memória, janela de Hanning e média dos espectros armazenados na memória do analisador.

- OCTGRAF5K

Programa em Basic 4.0, para apresentar os sinais na faixa de oitava na tela, desde que estes sinais estejam armazenados no microcomputador.

- CALPADDOCT

Programa em Basic 4.0, para cálculo do vetor médio de "carinfos" em 1/3 de oitava das k observações escolhidas pelo pesquisador, como as mais marcantes entre n observações existentes em cada classe, normalizados em relação ao valor eficaz correspondente, a fim de reduzir, em termos vetoriais, à sua menor energia.

- CALPAD10CT

Programa em Basic 4.0, para cálculo do vetor médio de "carinfos" em 1/1 de oitava, sendo uma modificação do programa "CALPADDET" através de uma sub-rotina.

- DISTANCEUC3

Programa em Basic 4.0, para medida dos vetores informações desconhecidas a serem testados com cada valor médio de cada classe, normalizado em relação ao valor eficaz correspondente e em relação ao menor eficaz dos vetores médios.

- DISTANCEUC1

Programa em Basic 4.0, para medida dos vetores informações desconhecidas a serem testados com cada valor médio de cada classe, sendo uma modificação do programa "DISTANEUC3" através de uma sub-rotina.

- CALPADQUAD

Programa em Basic 4.0, para cálculo do vetor médio e da inversa da matriz covariância de "carinfos" em 1/3 de oitava das k observações escolhidas pelo pesquisador, como as mais marcantes entre n observações existentes em cada classe, normalizados em relação ao valor eficaz correspondente, a fim de reduzir, em termos vetoriais, à sua menor energia.

- Distanquac

Programa em Basic 4.0, para medida dos vetores informações desconhecidas a serem testados com cada valor médio de cada classe e a matriz de covariância correspondente, normalizado em relação ao valor eficaz correspondente e em relação ao menor eficaz dos vetores médios.



```

10 !Titulo:TRANSOCT5K
20 !Descrição: A transferência do sinal entre
30 ! o analisador HP3561A e o computador HP9000
40 ! série 310 é realizada via barramento HP-IB.
50 ! O sinal é armazenado em um vetor de 33
60 ! posições e uma posição para o valor eficaz.
70 OPTION BASE 1
80 OUTPUT KBD;"K";
90 INTEGER A1(35),Quatro(2)
100 OUTPUT 711;"KEYD;RST;ARNGOFF;TOCM;SLTB;OTLS"
110 OUTPUT 711;"SLTA;MAG;DRNG-15DBV;OCST5KHZ"
120 OUTPUT 711;"VSDB15DBR;ATPH;NAV11ENT"
130 OUTPUT 711;"DMFN"MG/BW";PAUS"
140 WAIT 5
150 OUTPUT 711;"SRQM1;RSRQ;CONT"
160 ON INTR 7 GOTO 210
170 ENABLE INTR 7;2
180 PRINT "ENTRAR COM O SINAL DISCRETIZADO"
190 OUTPUT 711;"STRT;"
200 GOTO 200
210 OUTPUT 711;"DSTB;"
220 ENTER 711 USING "#,37(W)";Quatro(*),A1(*)
230 INPUT "QUAL O NOME DO ARQUIVO",Arq$
240 CREATE BDAT Arq$,1,74
250 ASSIGN @Porta TO Arq$
260 OUTPUT @Porta;Quatro(*),A1(*)
270 OUTPUT KBD;"K";
280 ASSIGN @Porta TO Arq$
290 ! Arquivo armazenado em 33 sub-bandas
300 ENTER @Porta;A1(*)
310 PRINT "Arquivo armazenado";
320 PRINT " em 33 sub-bandas"
330 FOR Y=1 TO 33
340 PRINT Y;A1(Y),
350 NEXT Y
360 PRINT "Valor eficaz ";
370 PRINT A1(34)
380 PRINT
390 PRINT
400 INPUT "DESEJA IMPRIMIR A TELA(S/N)?",Cond$
410 IF Cond$<>"S" THEN GOTO 690
420 GOSUB Imprime
430 PRINT
440 PRINT "****FIM DO PROGRAMA****"
450 Imprime:OUTPUT 711;"INDD;"
460 OUTPUT 711;"CRTP 1,1,"" "" ""
470 OUTPUT 711;"CRTP 1,10,""TELA DO HP3561A PREPARADA""
480 OUTPUT 711;"CRTP 1,35,"" PARA PROCESSAMENTO DO SINAL""
490 OUTPUT 711;"CRTP 2,1,""A: ESPECTRO DA RAIZ QUAD. ""
500 OUTPUT 711;"CRTP 2,26,"" (INT**2/FAIXA) NA FAIXA""
510 OUTPUT 711;"CRTP 2,49,"" LOG 1/3 DITAVA ""
520 OUTPUT 711;"CRTP 13,1,"" INICIO: 3.15 Hz ""
530 OUTPUT 711;"CRTP 13,25,"" SUB-BANDAS: 5-37 ""
540 OUTPUT 711;"CRTP 13,50,"" FIM: 5 000 Hz ""
550 OUTPUT 711;"CRTP 14,1,"" B: TEMPO COMPRIMIDO ""

```

```
560 OUTPUT 711;"CRTP 25,1,""INICIO: 0 s ""
570 OUTPUT 711;"CRTP 25,50,"" FIM: 6.4 s ""
580 OUTPUT 701;Arq$
590 OUTPUT 711;"PLCP" ! -HP-3561A TO PRINT
600 SEND 7;UNT UNL TALK 11 LISTEN 1 DATA
610 PAUSE ! WAIT FOR HP-IB BUS TO CLEAR
620 OUTPUT 711;"VWSTON"
630 INPUT "DESEJA IMPRIMIR A TELA(S/N)?",Cond$
640 IF Cond$<>"S" THEN GOTO 690
650 OUTPUT 711;"PLCP" ! -HP-3561A TO PRINT
660 SEND 7;UNT UNL TALK 11 LISTEN 1 DATA
670 PAUSE ! WAIT FOR HP-IB BUS TO CLEAR
680 RETURN
690 END
```

```

10!Titulo:TRANSMAPS
20!Descrição: A transferência do sinal entre
30! o analisador HP3561A e o computador HP9000
40! série 310 é realizada via barramento HP-IB.
50! O sinal é armazenado com um limite em 5 amostras.
60 OUTPUT KBD;"K";
70 OPTION BASE 1
80 INTEGER A1(399),Quatro(2)
90 OUTPUT 711;"KEYD;RST;ARNGOFF;SP6.25KHZ"
100 OUTPUT 711;"DRNG-5DBV;VSDB15DBR;TRGR"
110 OUTPUT 711;"TLPR10PCT;TACM;TBNR40REC"
120 OUTPUT 711;"HANN;TBST.42SEC"
130 OUTPUT 711;"DLY+.4SEC;DELY ON;MAGM;MAFF"
140 OUTPUT 711;"MPSZ5ENT;SRQM1;RSRQ;SCAP"
150 ON INTR 7 GOTO 190
160 ENABLE INTR 7;2
170 PRINT "ENTRAR COM O SINAL DISCRETIZADO"
180 GOTO 180
190 OUTPUT 711;"DSTB;"
200 ENTER 711 USING "#,802(W)";Quatro(*),A1(*)
210 PRINT "Qual o nome do arquivo?"
220 INPUT Arq$
230 CREATE BDAT Arq$,1,802
240 ASSIGN @Path TO Arq$
250 OUTPUT @Path;Quatro(*),A1(*)
260 INPUT "DESEJA IMPRIMIR A TELA(S/N)?",Cond$
270 IF Cond$<>"S" THEN GOTO 290
280 GOSUB Imprime
290 PRINT "****FIM DO PROGRAMA****"
300 STOP
310 Imprime:OUTPUT 711;"INDD;"
320 OUTPUT 711;"CRTP 1,1,"" "" ""
330 OUTPUT 711;"CRTP 1,10,""TELA DO HP3561A PREPARADA""
340 OUTPUT 711;"CRTP 1,35,"" PARA PROCESSAMENTO DO SINAL""
350 OUTPUT 711;"CRTP 2,1,""1/5 "" ""
360 OUTPUT 711;"CRTP 2,7,""MAPEAMENTO ESPECTRAL""
370 OUTPUT 711;"CRTP 2,28,""ESCALA LINEAR""
380 OUTPUT 711;"CRTP 2,42,"" LIMITADA EM 5 AMOSTRAS ""
390 OUTPUT 711;"CRTP 25,1,""INICIO: 0 Hz""
400 OUTPUT 711;"CRTP 25,25,""RESOLUCAO:23.438 Hz ""
410 OUTPUT 711;"CRTP 25,50,"" FIM: 6.25 kHz""
420 OUTPUT 701;Arq$
430 OUTPUT 711;"PLCP" ! -HP-3561A TO PRINT
440 SEND 7;UNT UNL TALK 11 LISTEN 1 DATA
450 PAUSE ! WAIT FOR HP-IB BUS TO CLEAR
460 OUTPUT 711;"VWSTON"
470 INPUT "DESEJA IMPRIMIR A TELA(S/N)?",Cond$
480 IF Cond$<>"S" THEN GOTO 530
490 OUTPUT 711;"PLCP" ! -HP-3561A TO PRINT
500 SEND 7;UNT UNL TALK 11 LISTEN 1 DATA
510 PAUSE ! WAIT FOR HP-IB BUS TO CLEAR
520 RETURN
530 END

```

```

10!Titulo:LINTRANS
20!Descrição: A transferência do sinal entre
30! o analisador HP3561A e o computador HP9000
40! série 310 é realizada via barramento HP-IB.
50! O sinal é armazenado após ser feito uma
60! média com 40 amostras.
70 OUTPUT KBD;"K";
80 OPTION BASE 1
90 INTEGER A1(399),Quatro(2)
100 OUTPUT 711;"KEYD;RST;ARNGOFF;DRNG-15DBV"
110 OUTPUT 711;"SP6.25KHZ;TRGR;TLPR10PCT"
120 OUTPUT 711;"TACM;TBNR40REC;HANN"
130 OUTPUT 711;"DLY+.4SEC;DELY ON;AVRS;AVMS"
140 OUTPUT 711;"SRQM1;RSRQ;SCAP"
150 Desvio:      !
160 ON INTR 7 GOTO 200
170 ENABLE INTR 7;2
180 PRINT "ENTRAR COM SINAL DISCRETIZADO"
190 GOTO 190
200 OUTPUT 711;"DSTB;"
210 ENTER 711 USING "#,B02(W)";Quatro(*),A1(*)
220 INPUT "Qual o nome do arquivo",Arq$
230 CREATE BDAT Arq$,1,B02
240 ASSIGN @Porta TO Arq$
250 OUTPUT @Porta;Quatro(*),A1(*)
260 INPUT "DESEJA IMPRIMIR A TELA(S/N)?",Cond$
270 IF Cond$<>"S" THEN GOTO 290
280 GOSUB Imprime
290 PRINT "****FIM DO PROGRAMA****"
300 STOP
310 Imprime:OUTPUT 711;"INDD;"
320 OUTPUT 711;"CRTP 1,1,""          ""
330 OUTPUT 711;"CRTP 1,10,""TELA DO HP3561A PREPARADA ""
340 OUTPUT 711;"CRTP 1,36,""PARA PROCESSAMENTO DO SINAL""
350 OUTPUT 711;"CRTP 2,1,""A: ESPECTRO MEDIO DE QUARENTA""
360 OUTPUT 711;"CRTP 2,31,"" AMOSTRAS ARMAZE NA FAIXA LINEAR""
370 OUTPUT 711;"CRTP 13,1,""INICIO: 0 Hz ""
380 OUTPUT 711;"CRTP 13,25,""FAIXA:23.438 Hz""
390 OUTPUT 711;"CRTP 13,48,"" FIM:  6 250 Hz""
400 OUTPUT 711;"CRTP 14,1,""B: REAL COM TEMPO COMPRIMIDO ""
410 OUTPUT 711;"CRTP 25,1,""INICIO: 400 ms ""
420 OUTPUT 711;"CRTP 25,50,""FIM:    2.96 s ""
430 OUTPUT 701;Arq$
440 OUTPUT 711;"PLCP"          ! -HP-3561A TO PRINT
450 SEND 7;UNT UNL TALK 11 LISTEN 1 DATA
460 PAUSE                      ! WAIT FOR HP-IB BUS TO CLEAR
470 OUTPUT 711;"VWSTON"
480 INPUT "DESEJA IMPRIMIR A TELA(S/N)?",Cond$
490 IF Cond$<>"S" THEN GOTO 540
500 OUTPUT 711;"PLCP"          ! -HP-3561A TO PRINT
510 SEND 7;UNT UNL TALK 11 LISTEN 1 DATA
520 PAUSE                      ! WAIT FOR HP-IB BUS TO CLEAR
530 RETURN
540 END

```

```

10!Titulo:OCTGRAF5K
20!Descrição: A apresentação do sinal na tela
30! na faixa de oitava necessita que o mesmo esteja
40! armazenado no computador HP9000 série 310.
50 OPTION BASE 1
60 INTEGER A1(34),A2(2)
70 REAL B1(34)
80 C$=CHR$(255)&"K"
90 OUTPUT 2 USING "#,K";C$
100 INPUT "Nome do arquivo ?",Arq$
110 ASSIGN @Path TO Arq$
120 ENTER @Path;A2(*),A1(*)
130     !Tensão mínima
140 Vmin=-135
150     !Tensão máxima
160 Vmax=-15
170     !Tensão para referência
180     !do eixo horizontal
190 V0=-135
200 Deltav=(Vmax-Vmin)/15
210 Escalay=200
220     !Titulo do gráfico
230 Tit$=Arq$
240     !Titulo do eixo horizontal
250 Titx$="1/3 oct (Hz)"
260     !Titulo do eixo vertical
270 Tity$="Tensão (dBv)"
280 GINIT
290 INPUT "Escolha saída:P(Plotadora) ou V(Vídeo)",A$
300 IF A$="P" THEN PLOTTER IS 705,"HPGL"
310 IF A$="V" THEN PLOTTER IS CRT,"INTERNAL"
320 INPUT "Com moldura:S ou N?",B$
330 GRAPHICS ON
340     !Cor magenta
350 PEN 7
360 MOVE 45,95
370 LABEL Tit$
380 CSIZE 3.5
390 IF B$="N" THEN GOTO 550
400 MOVE 45,2
410 LABEL Titx$
420 DEG
430 MOVE 0,35
440 LORG.3
450 LDIR 90
460 LABEL Tity$
470     !Cor cyan
480 PEN 5
490 CTRL 1,10;0
500 VIEWPORT 10,120,15,90
510 FRAME
520 WINDOW 3.15,5000,Vmin,Vmax
530 AXES 142.85,Deltav/24*15,0,V0,4,3,4
540 GRID 142.85,Deltav/8*15,0,V0,5,15,2
550 CLIP OFF

```

```
560 ESIZE 2.5,.5
570 LDIR 90
580 LORG 6
590 WINDDW 1,36,Vmin,Vmax
600 Valor=3.15
610 FOR I=1 TO 33
620 MOVE I+.08,-140
630 LABEL USING "#,DDDD";DROUND(Valor,2)
640 Valor=Valor*2^(1/3)
650 NEXT I
660 MOVE 35.08,-140
670 LABEL "rms"
680 WINDOW 1,36,Vmin,Vmax
690 LDIR 0
700 LORG 8
710 FOR I=Vmin TO Vmax STEP Deltav/8*15
720 MOVE .8,I
730 LABEL USING "#,DDDD";I
740 NEXT I
750 CLIP ON
760 !Cor verde
770 PEN 4
780 MOVE 1,A1(1)/Escalay
790 DRAW 2,A1(1)/Escalay
800 FOR I=1 TO 33
810 DRAW I,A1(I)/Escalay
820 DRAW I+1,A1(I)/Escalay
830 NEXT I
840 DRAW 34,-135
850 MOVE 35,-135
860 DRAW 35,A1(34)/200
870 DRAW 36,A1(34)/200
880 DRAW 36,-135
890 PAUSE
900 INPUT "Deseja continuar (S/N) ?",Cond#
910 IF Cond#<>"S" THEN GOTO 280
920 GRAPHICS OFF
930 END
```

```

10 Titulo: !CALPADDOCT.
20! Instituto Militar de Engenharia.
30! Seção de Eletricidade.
40! Aluno de Pós-Graduação: José Roberto Motta da Silva.
50 !Descrição: A teoria de reconhecimento de padrões
60 ! emprega vetores médios de uma determinada classe.
70 ! O programa executa o cálculo destes vetores a
80 ! partir de um agrupamento (classe) de observações
90 ! armazenadas.
100 OPTION BASE 1
110 INTEGER Pad(40,34),N(1)
120 REAL Vpadv(40,34),Raizpad(40),Soma(40)
130 REAL Pa(40,34)
140 REAL Vpadvn(40,34)
150 REAL Var(40,34)
160 DIM Mca(34),Somav(34),Desv(34)
170 OUTPUT KBD;"K";
180 INPUT "Nome do Arquivo",Arq$
190 MASS STORAGE IS ":CS80,702,0"
200 ASSIGN @Porta TO Arq$
210 ENTER @Porta;Pad(*)
220 ASSIGN @Porta TO Arq$&"N"
230 PRINT "Lendo ";Arq$
240 ENTER @Porta;N(*)
250 PRINT "Número de arquivos é:";N(*)
260 MAT Soma= (0)
270 Z4=34
280 Nfeat=33
290 !Criar a matriz de features com valores lineares.
300 FOR I=1 TO N(1)
310 FOR M=1 TO Nfeat
320 Vpadv(I,M)=(10^(Pad(I,M)/4000))
330 Pa(I,M)=Vpadv(I,M)^2
340 Soma(I)=Soma(I)+Pa(I,M)
350 NEXT M
360 Vpadv(I,Z4)=(10^(Pad(I,Z4)/4000))
370 NEXT I
380 FOR I=1 TO N(1)
390 Raizpad(I)=Soma(I)^(.5)
400 !Normalização dos vetores
410 FOR L=1 TO Z4
420 Vpadvn(I,L)=Vpadv(I,L)/Raizpad(I)
430 NEXT L
440 NEXT I
450 !Cálculo do vetor médio
460 MAT Mca= CSUM(Vpadvn)
470 MAT Mca= Mca*(1/N(1))
480 !Mca contém a média das energias
490 FOR I=1 TO N(1)
500 FOR R=1 TO Z4
510 Var(I,R)=(Vpadvn(I,R)-Mca(R))^2
520 NEXT R
530 NEXT I
540 MAT Somav= CSUM(Var)
550 MAT Somav= Somav*(1/(N(1)-1))

```

```
560 FOR T=1 TO 24
570 Desv(T)=(Somav(T))^.5
580 NEXT T
590 !Armazenar o vetor médio de "carinfos"
600 CREATE BDAT "PAD"&Arq#[1,3]&"COCT",8,68
610 ASSIGN @Porta TO "PAD"&Arq#[1,3]&"COCT"
620 OUTPUT @Porta;Mca(*);Desv(*)
630 !Imprimir os resultados
640 PRINT Arq#[1,3];" Padrão "
650 FOR X=0 TO 30 STEP 3
660 FOR I=1 TO 3
670 PRINT TAB(80/3*(I-1)),"Média";I+X;
680 PRINT TAB(80/3*(I-1)+9),"Desvio";I+X,
690 NEXT I
700 PRINT
710 FOR I=1 TO 3
720 PRINT TAB(80/3*(I-1)-1),DRDUND(Mca(I+X),3);
730 PRINT TAB(80/3*(I-1)+8),DRDUND(Desv(I+X),3),
740 NEXT I
750 PRINT
760 PRINT
770 NEXT X
780 PRINT
790 PRINT TAB(0),"Média 34";TAB(9),"Desvio 34"
800 PRINT TAB(0),DRDUND(Mca(24),3);
810 PRINT TAB(8),DRDUND(Desv(24),3)
820 PRINT "****FIM DO PROGRAMA****"
830 END
```



```

10 Titulo:! CALPAD10CT.
20! Instituto Militar de Engenharia.
30! Seção de Eletricidade.
40! Aluno de Pós-Graduação: José Roberto Motta da Silva.
50! Descrição: A teoria de reconhecimento de padrões.
60! emprega vetores médios de uma determinada classe.
70! O programa executa o cálculo destes vetores a
80! partir de um agrupamento (classe) de observações
90! armazenadas.
100 OPTION BASE 1
110 INTEGER Pad(40,34),N(1)
120 REAL Mca34,Pa1d(40,11)
130 REAL Vpadv(40,34),Raizpad(40)
140 REAL Soma(40),Vpadv34(40)
150 REAL Pa(40,11),Spad(40,11)
160 REAL Vpadvn(40,11),Vpadvn34(40)
170 REAL Var(40,11)
180 DIM Mca(11),Somav(11),Desv(11)
190 OUTPUT KBD;"K";
200 PRINT "e apertar tecla f2"
210 INPUT "Nome do Arquivo",Arq$
220 MASS STORAGE IS ":CS80,702,0"
230 ASSIGN @Porta TO Arq$&"N"
240 ENTER @Porta;N(*)
250 PRINT "Número de arquivos é:";N(*)
260 REDIM Pad(N(1),34)
270 ASSIGN @Porta TO Arq$
280 PRINT "Lendo ";Arq$
290 ENTER @Porta;Pad(*)
300 MAT Soma= (0)
310 MAT Somav= (0)
320 Z4=34
330 Nfeat=33
340 Z3=3
350 Z2=11
360 !Criar a matriz de features com valores lineares.
370 FOR I=1 TO N(1)
380 FOR M=1 TO Z4
390 Vpadv(I,M)=(10^(Pad(I,M)/4000))
400 NEXT M
410 NEXT I
420 REDIM Spad(N(1),Z2)
430 FOR W=1 TO N(1)
440 Y=0
450 FOR H=1 TO 31 STEP 3
460 Y=Y+1
470 FOR G=H TO (H+2)
480 Spad(W,Y)=Spad(W,Y)+Vpadv(W,G)
490 NEXT G
500 NEXT H
510 NEXT W
520 REDIM Pa1d(N(1),Z2)
530 FOR W=1 TO N(1)
540 FOR Y=1 TO Z2
550 Pa1d(W,Y)=(Spad(W,Y)*(1/Z3))

```

```

560 NEXT Y
570 NEXT W
580 MASS STORAGE IS ":CS80,702,1"
590 FOR I=1 TO N(1)
600 FOR M=1 TO Z2
610 Pa(I,M)=Vpadv(I,M)^2
620 Soma(I)=Soma(I)+Pa(I,M)
630 NEXT M
640 NEXT I
650 FOR I=1 TO N(1)
660 Raizpad(I)=Soma(I)^(.5)
670 !Normalização dos vetores
680 FOR L=1 TO Z2
690 Vpadvn(I,L)=Vpadv(I,L)/Raizpad(I)
700 NEXT L
710 NEXT I
720 MAT Mca= CSUM(Vpadvn)
730 MAT Mca= Mca*(1/N(1))
740 !Mca contém a média das energias
750 FOR I=1 TO N(1)
760 FOR R=1 TO Z2
770 Var(I,R)=(Vpadvn(I,R)-Mca(R))^2
780 NEXT R
790 NEXT I
800 Mca34=SUM(Raizpad)/N(1)
810 MAT Somav= CSUM(Var)
820 MAT Somav= Somav*(1/(N(1)-1))
830 FOR T=1 TO Z2
840 Desv(T)=(Somav(T))^0.5
850 NEXT T
860 MAT Somav= CSUM(Var)
870 !Armazenar o vetor médio de "carinfos"
880 MASS STORAGE IS ":CS80,702,0"
890 CREATE BDAT "PAD"&Arq#[1,3]&"10CT",8,68
900 ASSIGN @Porta TO "PAD"&Arq#[1,3]&"10CT"
910 OUTPUT @Porta;Mca(*);Mca34;Desv(*)
920 MASS STORAGE IS ":CS80,702,1"
930 !Imprimir os resultados
940 PRINT Arq#[1,3];" Padrão "
950 FOR X=1 TO 11
960 PRINT TAB(7),"Média";X;TAB(27),"Desvio";X,
970 PRINT
980 PRINT TAB(5),DROUND(Mca(X),3);TAB(25),DROUND(Desv(X),3),
990 PRINT
1000 PRINT
1010 NEXT X
1020 PRINT
1030 PRINT TAB(0),"Média 34"
1040 PRINT TAB(0),DROUND(Mca34,3)
1050 PRINT "****FIM DO PROGRAMA****"
1060 END

```

```

10 Titulo: ! Distaneuc3.
20 ! Instituto Militar de Engenharia.
30 ! Seção de Eletricidade.
40 ! Aluno de Pós-Graduação: José Roberto Motta da Silva
50 ! Descrição: A distância entre dois sinais  $x(t)$  e  $m(t)$ 
60 ! é uma medida de afastamento entre eles e é
70 ! usada na teoria de reconhecimento de padrões
80 ! para comparar os componentes vetoriais
90 ! (energia, voltagem, etc.) de uma observação
100 !  $x(t)$  com um agrupamento de observações  $m(t)$ 
110 ! que serve de padrão. A menor distância indica
120 ! a pertinência da observação em teste
130 ! ao respectivo agrupamento.
140 OUTPUT KBD; "K";
150 OPTION BASE 1
160 INTEGER A2(34), A1(2), N(1), K(4), Contador(4)
170 REAL Vdescv(40,34), Desco(40,34), Desc(40,34)
180 REAL Razão(4), Somba(40), Somca(40), Somei(40)
190 DIM S(4,40), Var(40,34), Somadesc(40), Somh(40)
200 DIM Vbalvn(34), Vcamvn(34), Mínimo(40)
210 DIM Vhelvn(34), Veixovn(34), Result(4,40)
220 REAL Var34(40), Vdescvn(40,34), Raizdesc(40)
230 REAL Vbalvna(34), Vcamvna(34), Veixovna(34)
240 REAL Vhelvna(34), Vdescvna(40,40), Rdesc34(40)
250 REAL Raba(40), Raca(40), Raei(40), Rahe(40)
260 DIM Dba(40,34), Dca(40,34), Deix(40,34), Dh(40,34)
270 DIM Desv1(34), Desv2(34), Desv3(34), Desv4(34)
280 MASS STORAGE IS ":CS80,702,0"
290 ! Entrada do padrão BALEIA em oitava
300 ASSIGN @Porta TO "PADBALCOCT"
310 ENTER @Porta; Vbalvn(*); Desv1(*)
320 PRINT "Lendo PADBALCOCT",
330 ! Entrada do padrão CAMARÃO em oitava
340 ASSIGN @Porta TO "PADCAMCOCT"
350 ENTER @Porta; Vcamvn(*); Desv2(*)
360 PRINT "Lendo PADCAMCOCT"
370 PRINT "Trocar disquete ";
380 PRINT "e apertar tecla f2"
390 PAUSE
400 ! Entrada do padrão EIXO em oitava
410 ASSIGN @Porta TO "PADEIXCOCT"
420 ENTER @Porta; Veixovn(*); Desv3(*)
430 PRINT "Lendo PADEIXCOCT",
440 ! Entrada do padrão HÉLICE em oitava
450 ASSIGN @Porta TO "PADHELCOCT"
460 ENTER @Porta; Vhelvn(*); Desv4(*)
470 PRINT "Lendo PADHELCOCT"
480 PRINT "Trocar disquete ";
490 PRINT "e apertar tecla f2"
500 PAUSE
510 PRINT "e apertar tecla f2"
520 INPUT "Qual o nome do arquivo?", Arq#
530 PRINT "e apertar tecla f2"
540 INPUT "Quantos arquivos no total (<40)?", Numarq
550 N(1)=Numarq

```

```
560 Nfeat=33
570 Z1=4
580 Z4=34
590 Narq1=1
600 REDIM Desc(N(1),Z4)
610 MAT Desc= (0)
620 FOR Narq=1 TO Numarq
630 MASS STORAGE IS ":CS80,702,0"
640 ASSIGN @Porta TO Arq#&VAL$(Narq)
650 PRINT "Lendo ";Arq#&VAL$(Narq),
660 ENTER @Porta;A1(*),A2(*)
670 FOR M=1 TO Z4
680 Desc(Narq,M)=A2(M)
690 NEXT M
700 NEXT Narq
710 MASS STORAGE IS ":CS80,702,1"
720 MAT Somba= (0)
730 MAT Somca= (0)
740 MAT Somei= (0)
750 MAT Somh= (0)
760 MAT Somadesc= (0)
770 MAT Contador= (0)
780 MAT Result= (0)
790 FOR Y=1 TO Numarq
800 FOR M=1 TO Z4
810 Vdescv(Y,M)=(10^(Desc(Y,M)/4000))
820 NEXT M
830 NEXT Y
840 FOR Y=1 TO Numarq
850 FOR G=1 TO Nfeat
860 Descv(Y,G)=(Vdescv(Y,G))^2
870 Somadesc(Y)=Somadesc(Y)+Descv(Y,G)
880 NEXT G
890 REDIM Raizdesc(Numarq)
900 Raizdesc(Y)=Somadesc(Y)^(.5)
910 NEXT Y
920 FOR Y=1 TO Numarq
930 FOR L=1 TO Z4
940 Vdescvn(Y,L)=Vdescv(Y,L)/Raizdesc(Y)
950 NEXT L
960 Var34(Y)=Vdescvn(Y,Z4)-Raizdesc(Y)
970 NEXT Y
980 K(1)=Vbalvn(Z4)
990 K(2)=Vcamvn(Z4)
1000 K(3)=Veixovn(Z4)
1010 K(4)=Vhelvn(Z4)
1020 Escolha=MIN(K(*))
1030 FOR T=1 TO Z1
1040 Razão(T)=K(T)/Escolha
1050 NEXT T
1060 FOR Y=1 TO Numarq
1070 Rdesc34(Y)=Vdescvn(Y,Z4)/Escolha
1080 FOR W=1 TO Z4
1090 Vbalvna(W)=Vbalvn(W)*Razão(1)
1100 Vcamvna(W)=Vcamvn(W)*Razão(2)
```

```

1110 Veixovna(W)=Veixovn(W)*Razão(3)
1120 Vhelvna(W)=Vhelvn(W)*Razão(4)
1130 Vdescvna(Y,W)=Vdescvn(Y,W)*Rdesc34(Y)
1140 NEXT W
1150 NEXT Y
1160 FOR Y=1 TO Numarq
1170 FOR I=1 TO Nfeat
1180 Dba(Y,I)=(Vdescvna(Y,I)-Vbalvna(I))^2
1190 Dca(Y,I)=(Vdescvna(Y,I)-Vcamvna(I))^2
1200 Deix(Y,I)=(Vdescvna(Y,I)-Veixovna(I))^2
1210 Dh(Y,I)=(Vdescvna(Y,I)-Vhelvna(I))^2
1220 NEXT I
1230 NEXT Y
1240 FOR Y=1 TO Numarq
1250 FOR I=1 TO Nfeat
1260 Somba(Y)=Somba(Y)+Dba(Y,I)
1270 Somca(Y)=Somca(Y)+Dca(Y,I)
1280 Somei(Y)=Somei(Y)+Deix(Y,I)
1290 Somh(Y)=Somh(Y)+Dh(Y,I)
1300 NEXT I
1310 Raba(Y)=Somba(Y)^(.5)
1320 Raca(Y)=Somca(Y)^(.5)
1330 Raei(Y)=Somei(Y)^(.5)
1340 Rahe(Y)=Somh(Y)^(.5)
1350 REDIM S(Z1,N(1))
1360 S(1,Y)=Raba(Y)
1370 S(2,Y)=Raca(Y)
1380 S(3,Y)=Raei(Y)
1390 S(4,Y)=Rahe(Y)
1400 Mínimo(Y)=MIN(Raba(Y),Raca(Y),Raei(Y),Rahe(Y))
1410 NEXT Y
1420 PRINT
1430 PRINTER IS CRT
1440 PRINT "=====";
1450 PRINT "====="
1460 PRINT "          ", "DISTÂNCIA PADRÃO EUCLIDEANA"
1470 PRINT "-----";
1480 PRINT "-----"
1490 GOSUB Tabela
1500 GOSUB Acerto
1510 PRINTER IS CRT
1520 PRINT "e apertar a tecla f2"
1530 PAUSE
1540 PRINT
1550 PRINT "Padrão BALEIA (rms) :";DROUND(Vbalvn(34),5);
1560 PRINT "Padrão BALEIA (desvio) :";DROUND(Desv1(34),5)
1570 PRINT "Padrão CAMARÃO(rms) :";DROUND(Vcamvn(34),5);
1580 PRINT "Padrão CAMARÃO(desvio) :";DROUND(Desv2(34),5)
1590 PRINT "Padrão EIXO (rms) :";DROUND(Veixovn(34),5);
1600 PRINT "Padrão EIXO (desvio) :";DROUND(Desv3(34),5)
1610 PRINT "Padrão HÉLICE (rms) :";DROUND(Vhelvn(34),5);
1620 PRINT "Padrão HÉLICE (desvio) :";DROUND(Desv4(34),5)
1630 FOR I=1 TO Numarq
1640 PRINT "Vetor em teste (rms) :";DROUND(Vdescvna(I,34),5);
1650 PRINT "Vetor em teste (desvio):";DROUND(Var34(I),5)

```

```

1660 NEXT I
1670 PRINT "Nao:significa fim do programa."
1680 PRINT "e apertar tecla f2"
1690 PRINT "Deseja continuar?"
1700 INPUT D$
1710 IF D$<>"Nao" THEN 510
1720 PRINT "****FIM DO PROGRAMA****"
1730 STOP
1740 Tabela:
1750 PRINT "QUALIFICAÇÃO"; "      ",
1760 PRINT "      ", "COMPARAÇÃO"
1770 PRINT "-----";
1780 PRINT "-----"
1790 PRINT "      ";
1800 PRINT "      ";
1810 PRINT " BALECOCT ";
1820 PRINT " CAMACOCT ";
1830 PRINT " EIXOCOCT ";
1840 PRINT " HELICOCT "
1850 FOR Narq=1 TO Numarq
1860 PRINT "      ";Arq$&VAL$(Narq);
1870 SELECT Mínimo(Narq)
1880 CASE =S(1,Narq)
1890 PRINT TAB(17),"X",TAB(27),"--",
1900 PRINT TAB(37),"--",TAB(47),"--"
1910 Result(1,Narq)=1
1920 CASE =S(2,Narq)
1930 PRINT TAB(17),"--",TAB(27),"X",
1940 PRINT TAB(37),"--",TAB(47),"--"
1950 Result(2,Narq)=1
1960 CASE =S(3,Narq)
1970 PRINT TAB(17),"--",TAB(27),"--",
1980 PRINT TAB(37),"X",TAB(47),"--"
1990 Result(3,Narq)=1
2000 CASE =S(4,Narq)
2010 PRINT TAB(17),"--",TAB(27),"--",
2020 PRINT TAB(37),"--",TAB(47),"X"
2030 Result(4,Narq)=1
2040 END SELECT
2050 NEXT Narq
2060 PRINT "=====";
2070 PRINT "=====
2080 PRINT
2090 PRINT
2100 RETURN
2110 Acerto:FOR Narq=1 TO Numarq
2120 FOR I=1 TO Z1
2130 Contador(I)=Contador(I)+Result(I,Narq)
2140 NEXT I
2150 NEXT Narq
2160 SELECT Arq$[1,4]
2170 CASE ="BALE"
2180 I=1
2190 CASE ="CANA"
2200 I=2

```

```
2210 CASE ="EIXD"  
2220 I=3  
2230 CASE ="HELI"  
2240 I=4  
2250 END SELECT  
2260 D=Contador(I)*(1/Numarq)*100  
2270 PRINT "Número de acertos é: ";DRDUND(D,4);"%"  
2280 RETURN  
2290 END
```

```

10 Título:!Distaneuci.
20!Instituto Militar de Engenharia.
30!Seção de Eletricidade.
40!Aluno de Pós-Graduação: José Roberto Motta da Silva.
50!Descrição:A distância entre dois sinais  $x(t)$  e  $m(t)$ 
60! é uma medida de afastamento entre eles e é
70! usada na teoria de reconhecimento de padrões
80! para comparar os componentes vetoriais
90! (energia,voltagem, etc.) de uma observação
100!  $x(t)$  com um agrupamento de observações  $m(t)$ 
110! que serve de padrão. A menor distância indica
120! a pertinência da observação em teste
130! ao respectivo agrupamento.
140 OPTION BASE 1
150 OUTPUT KBD;"K";
160 INTEGER A2(34),A1(2),N(1),Contador(4)
170 REAL Vbalvn34,Vcamvn34,K(4)
180 REAL Veixovn34,Vhelvn34
190 REAL Vdescv(40,34),Desco(40,11),Desc(40,34)
200 REAL Razão(4),Somba(40),Somca(40),Somei(40)
210 DIM S(4,40),Var(40,34),Somadesc(40),Somh(40)
220 DIM Vbalvn(11),Vcamvn(11),Mínimo(40)
230 DIM Vhelvn(11),Veixovn(11),Result(4,40)
240 REAL Vdescvn(40,34),Raizdesc(40)
250 REAL Vbalvna(11),Vcamvna(11),Veixovna(11)
260 REAL Vhelvna(11),Vdescvna(40,40),Rdesc12(40)
270 REAL Vdescvn34(40)
280 REAL Raba(40),Raca(40),Raei(40),Rahe(40)
290 DIM Dba(40,11),Dca(40,11),Deix(40,11),Dh(40,11)
300 DIM Desv1(34),Desv2(34),Desv3(34),Desv4(34)
310 MASS STORAGE IS ":CSB0,702,0"
320 ! Entrada do padrão BALEIA em oitava
330 ASSIGN @Porta TO "PADBALCOCT"
340 ENTER @Porta;Vbalvn(*);Vbalvn12;Desv1(*)
350 PRINT "Lendo PADBALCOCT",
360 ! Entrada do padrão CAMARÃO em oitava
370 ASSIGN @Porta TO "PADCAMCOCT"
380 ENTER @Porta;Vcamvn(*);Vcamvn12;Desv2(*)
390 PRINT "Lendo PADCAMCOCT"
400 PRINT "Trocar disquete ";
410 PRINT "e apertar tecla f2"
420 PAUSE
430 ! Entrada do padrão EIXO em oitava
440 ASSIGN @Porta TO "PADEIXCOCT"
450 ENTER @Porta;Veixovn(*);Veixovn12;Desv3(*)
460 PRINT "Lendo PADEIXCOCT",
470 ! Entrada do padrão HÉLICE em oitava
480 ASSIGN @Porta TO "PADHELCOCT"
490 ENTER @Porta;Vhelvn(*);Vhelvn12;Desv4(*)
500 PRINT "Lendo PADHELCOCT"
510 PRINT "Trocar disquete ";
520 PRINT "e apertar tecla f2"
530 PAUSE
540 PRINT "e apertar tecla f2"
550 INPUT "Qual o nome do arquivo?",Arq$

```



```

560 PRINT "e apertar tecla f2"
570 INPUT "Quantos arquivos no total (<40)?",Numarq
580 N(1)=Numarq
590 Nfeat=33
600 Z1=4
610 Z2=11
620 Z3=3
630 Z4=34
640 REDIM Desc(N(1),Z4)
650 MAT Desc= (0)
660 FOR Narq=1 TO Numarq
670 MASS STORAGE IS ":CS80,702,0"
680 ASSIGN @Porta TO Arq$&VAL$(Narq)
690 PRINT "Lendo ";Arq$&VAL$(Narq),
700 ENTER @Porta;A1(*),A2(*)
710 FOR M=1 TO Z4
720 Desc(Narq,M)=A2(M)
730 NEXT M
740 NEXT Narq
750 MASS STORAGE IS ":CS80,702,1"
760 MAT Somba= (0)
770 MAT Somca= (0)
780 MAT Somei= (0)
790 MAT Somh= (0)
800 MAT Somadesc= (0)
810 MAT Vdescv= (0)
820 MAT Desco= (0)
830 MAT Vdescvn= (0)
840 MAT Vdescvna= (0)
850 MAT Contador= (0)
860 MAT Result= (0)
870 FOR Y=1 TO Numarq
880 FOR M=1 TO Z4
890 Vdescv(Y,M)=(10^(Desc(Y,M)/4000))
900 NEXT M
910 NEXT Y
920 GOSUB Redução
930 FOR Y=1 TO Numarq
940 FOR G=1 TO Z2
950 Desco(Y,G)=(Vdesc1v(Y,G))^2
960 Somadesc(Y)=Somadesc(Y)+Desco(Y,G)
970 NEXT G
980 REDIM Raizdesc(Numarq)
990 Raizdesc(Y)=Somadesc(Y)^(.5)
1000 NEXT Y
1010 FOR Y=1 TO Numarq
1020 FOR L=1 TO Z2
1030 Vdescvn(Y,L)=Vdesc1v(Y,L)/Raizdesc(Y)
1040 NEXT L
1050 NEXT Y
1060 K(1)=Vbalvn12
1070 K(2)=Vcamvn12
1080 K(3)=Veixovn12
1090 K(4)=Vhelvn12
1100 Escolha=MIN(K(*))

```

```

1110 FOR T=1 TO Z1
1120 Razão(T)=K(T)/Escolha
1130 NEXT T
1140 FOR Y=1 TO Numarq
1150 Rdesc12(Y)=Raizdesc(Y)/Escolha
1160 FOR W=1 TO Z2
1170 Vbalvna(W)=Vbalvn(W)*Razão(1)
1180 Vcamvna(W)=Vcamvn(W)*Razão(2)
1190 Veixovna(W)=Veixovn(W)*Razão(3)
1200 Vhelvna(W)=Vhelvn(W)*Razão(4)
1210 Vdescvna(Y,W)=Vdescvn(Y,W)*Rdesc12(Y)
1220 NEXT W
1230 NEXT Y
1240 FOR Y=1 TO Numarq
1250 FOR I=1 TO Z2
1260 Dba(Y,I)=(Vdescvna(Y,I)-Vbalvna(I))^2
1270 Dca(Y,I)=(Vdescvna(Y,I)-Vcamvna(I))^2
1280 Deix(Y,I)=(Vdescvna(Y,I)-Veixovna(I))^2
1290 Dh(Y,I)=(Vdescvna(Y,I)-Vhelvna(I))^2
1300 NEXT I
1310 NEXT Y
1320 FOR Y=1 TO Numarq
1330 FOR I=1 TO Z2
1340 Somba(Y)=Somba(Y)+Dba(Y,I)
1350 Somca(Y)=Somca(Y)+Dca(Y,I)
1360 Somei(Y)=Somei(Y)+Deix(Y,I)
1370 Somh(Y)=Somh(Y)+Dh(Y,I)
1380 NEXT I
1390 Raba(Y)=Somba(Y)^(.5)
1400 Raca(Y)=Somca(Y)^(.5)
1410 Raei(Y)=Somei(Y)^(.5)
1420 Rahe(Y)=Somh(Y)^(.5)
1430 REDIM S(Z1,N(1))
1440 S(1,Y)=Raba(Y)
1450 S(2,Y)=Raca(Y)
1460 S(3,Y)=Raei(Y)
1470 S(4,Y)=Rahe(Y)
1480 Mínimo(Y)=MIN(Raba(Y),Raca(Y),Raei(Y),Rahe(Y))
1490 NEXT Y
1500 PRINTER IS 701
1510 PRINT "===== ";
1520 PRINT "===== "
1530 PRINT "          ", "DISTANCIA PADRÃO EUCLIDEANA"
1540 PRINT "----- ";
1550 PRINT "----- "
1560 GOSUB Tabela
1570 GOSUB Acerto
1580 PRINTER IS CRT
1590 PRINT "e apertar a tecla f2"
1600 PAUSE
1610 PRINT
1620 PRINT "padrão BALEIA (rms) :"; DROUND(Vbalvn12,5);
1630 PRINT "padrão CAMARÃO (rms) :"; DROUND(Vcamvn12,5);
1640 PRINT "padrão EIXO (rms) :"; DROUND(Veixovn12,5);
1650 PRINT "padrão HÉLICE (rms) :"; DROUND(Vhelvn12,5)

```

```

1660 FOR I=1 TO Numarq
1670 PRINT "Vetor em teste(rms)  :";DROUND(Raizdesc(I),5)
1680 NEXT I
1690 PRINT "Não: significa fim do programa"
1700 PRINT "e apertar tecla f2"
1710 PRINT
1720 PRINT "Deseja continuar?"
1730 INPUT D$
1740 IF D$<>"Não" THEN 510
1750 PRINT "****FIM DO PROGRAMA****"
1760 STOP
1770 Acerto:FOR Narq=1 TO Numarq
1780 FOR I=1 TO Z1
1790 Contador(I)=Contador(I)+Result(I,Narq)
1800 NEXT I
1810 NEXT Narq
1820 SELECT Arq$(1,4)
1830 CASE ="BALE"
1840 I=1
1850 CASE ="CAMA"
1860 I=2
1870 CASE ="EIXO"
1880 I=3
1890 CASE ="HELI"
1900 I=4
1910 END SELECT
1920 D=Contador(I)*(1/Numarq)*100
1930 PRINT "Número de acertos é:";DROUND(D,4);"%"
1940 RETURN
1950 Redução:REAL Vdescv(40,11),Svdescv(40,11)
1960 REDIM Svdescv(N(1),Z2)
1970 MAT Vdescv= (0)
1980 MAT Svdescv= (0)
1990 FOR W=1 TO N(1)
2000 Y=0
2010 FOR H=1 TO 31 STEP 3
2020 Y=Y+1
2030 FOR B=H TO (H+2)
2040 Svdescv(W,Y)=Svdescv(W,Y)+Vdescv(W,B)
2050 NEXT B
2060 NEXT H
2070 NEXT W
2080 FOR W=1 TO N(1)
2090 FOR Y=1 TO Z2
2100 Vdescv(W,Y)=(Svdescv(W,Y)*(1/Z3))
2110 NEXT Y
2120 NEXT W
2130 RETURN
2140 Tabela:!.
2150 PRINT "QUALIFICAÇÃO";"          ",
2160 PRINT "          ","COMPARAÇÃO"
2170 PRINT "-----";
2180 PRINT "-----"
2190 PRINT "          ";
2200 PRINT "          ";

```

```
2210 PRINT " BALECOCT ";
2220 PRINT " CAMACOCT ";
2230 PRINT " EIXOCOCT ";
2240 PRINT " HELICOCT "
2250 FOR Narq=1 TO Numarq
2260 PRINT " ";Arq$&VAL$(Narq);
2270 SELECT Minimo(Narq)
2280 CASE =S(1,Narq)
2290 PRINT TAB(17),"X",TAB(27),"--",
2300 PRINT TAB(37),"--",TAB(47),"--"
2310 Result(1,Narq)=1
2320 CASE =S(2,Narq)
2330 PRINT TAB(17),"--",TAB(27),"X",
2340 PRINT TAB(37),"--",TAB(47),"--"
2350 Result(2,Narq)=1
2360 CASE =S(3,Narq)
2370 PRINT TAB(17),"--",TAB(27),"--",
2380 PRINT TAB(37),"X",TAB(47),"--"
2390 Result(3,Narq)=1
2400 CASE =S(4,Narq)
2410 PRINT TAB(17),"--",TAB(27),"--",
2420 PRINT TAB(37),"--",TAB(47),"X"
2430 Result(4,Narq)=1
2440 END SELECT
2450 NEXT Narq
2460 PRINT "===== ";
2470 PRINT "===== ";
2480 PRINT
2490 PRINT
2500 RETURN
2510 END
```

```

10! Título: CALPADQUAD
20! Instituto Militar de Engenharia.
30! Seção de Eletricidade.
40! Aluno de Pós-Graduação: José Roberto Motta da Silva.
50! Descrição: A teoria de reconhecimento de padrões
60! emprega vetores médios de uma determinada classe.
70! O programa executa o cálculo destes vetores a
80! partir de um agrupamento (classe) de observações
90! armazenadas.
100 OPTION BASE 1
110 INTEGER Pad(40,34),N(1)
120 REAL Mfeat(40,33),Erms(40),Vetmed(33)
130 REAL Norfeat(40,33),Covm(33,33),Covinv(33,33)
140 REAL A(40,40),B(40,40)
150 OUTPUT KBD;"K";
160 PRINT "Trocar disquete ";
170 PRINT "e apertar tecla f2"
180 INPUT "NOME DO ARQUIVO",Arq$
190 MASS STORAGE IS ":CS80,702,0"
200 ASSIGN @Porta TO Arq$&"N"
210 ENTER @Porta;N(*)
220 PRINT "Número de arquivos é:";N(*)
230 Z4=34
240 REDIM Pad(N(1),Z4)
250 ASSIGN @Porta TO Arq$
260 ENTER @Porta;Pad(*)
270 PRINT "LEND0 ";Arq$
280 MASS STORAGE IS ":CS80,702,1"
290 !Criar a matriz de features com valores lineares.
300 Npad=N(1)
310 Nfeat=33
320 Mmed=0
330 FOR I=1 TO Npad
340 Erms(I)=10^(Pad(I,34)/2000)
350 FOR J=1 TO Nfeat
360 Mfeat(I,J)=10^(Pad(I,J)/4000)
370 NEXT J
380 Mmed=Mmed+Erms(I)
390 NEXT I
400 Mmed=Mmed/Npad
410 ! Mmed contém a média das energias
420 ! Médias dos padrões
430 ! Normalização dos padrões
440 FOR I=1 TO Npad
450 Fat=Erms(I)/Mmed
460 FOR J=1 TO Nfeat
470 Norfeat(I,J)=Mfeat(I,J)*Fat
480 NEXT J
490 NEXT I
500 ! Cálculo do vetor médio
510 FOR J=1 TO Nfeat
520 Vetmed(J)=0
530 FOR I=1 TO Npad
540 Vetmed(J)=Vetmed(J)+Norfeat(I,J)
550 NEXT I

```

```

560 Vetmed(J)=Vetmed(J)/Npad
570 NEXT J
580 ! Cálculo da matriz de covariância
590 FOR I=1 TO Nfeat
600 FOR J=1 TO Nfeat
610 Covm(I,J)=0
620 FOR K=1 TO Npad
630 Covm(I,J)=Covm(I,J)+(Norfeat(K,I)-Vetmed(I))*(Norfeat(K,J)-Vetmed(J))
640 NEXT K
650 Covm(I,J)=Covm(I,J)*(1/Npad)
660 NEXT J
670 NEXT I
680 !Cálculo da inversa da matriz covariância
690 GOSUB Inversão
700 GOSUB Gaussjordan
710 MASS STORAGE IS ":CS80,702,0"
720 CREATE BDAT "PAD"&Arq#[1,3]&"COV",88,102
730 ASSIGN @Porta TO "PAD"&Arq#[1,3]&"COV"
740 OUTPUT @Porta;Vetmed(*);Covinv(*)
750 MASS STORAGE IS ":CS80,702,1"
760 PRINT Arq#[1,3];" Padrão covariância"
770 PRINT
780 !Imprimir a matriz resultante
790 FOR I=1 TO Z
800 FOR J=1 TO Z
810 PRINT DROUND(B(I,J),4);
820 NEXT J
830 PRINT
840 NEXT I
850 PRINT
860 PRINT "****FIM DO PROGRAMA****"
870 STOP
880 !Inversão de matriz por GAUSS-JORDAN
890 Gaussjordan:PRINT "Inversão de matriz quadrada"
900 Z=Nfeat
910 PRINT "Dimensão da matriz";Z
920 REDIM A(Z,Z),B(Z,Z)
930 PRINT
940 !Entrar com os elementos da matriz
950 FOR J=1 TO Z
960 FOR I=1 TO Z
970 A(J,I)=Covm(J,I)
980 NEXT I
990 B(J,J)=1
1000 NEXT J
1010!Início do cálculo
1020 FOR J=1 TO Z
1030 I=J-1
1040 I=I+1
1050 IF I>Z THEN 1080
1060 IF A(I,J)<>0 THEN 1100
1070 GOTO 1040
1080 PRINT "Matriz singular"
1090 GOTO 810
1100 FOR K=1 TO Z

```

```
1110 S=A(J,K)
1120 A(J,K)=A(I,K)
1130 A(I,K)=S
1140 S=B(J,K)
1150 B(J,K)=B(I,K)
1160 B(I,K)=S
1170 NEXT K
1180 T=1/A(J,J)
1190 FOR K=1 TO Z
1200 A(J,K)=T*A(J,K)
1210 B(J,K)=T*B(J,K)
1220 NEXT K
1230 FOR L=1 TO Z
1240 IF L=J THEN 1300
1250 T=-A(L,J)
1260 FOR K=1 TO Z
1270 A(L,K)=A(L,K)+T*A(J,K)
1280 B(L,K)=B(L,K)+T*B(J,K)
1290 NEXT K
1300 NEXT L
1310 NEXT J
1320!Fim do cálculo
1330 RETURN
1340 ! Inversão da matriz covariância
1350 Inversão:MAT Covinv= INV(Covm)
1360 !Imprime a matriz resultante
1370 PRINT Arq#[1,3];" Padrão covariância"
1380 FOR I=1 TO Z
1390 FOR J=1 TO Z
1400 PRINT DROUND(Covinv(I,J),5);
1410 NEXT J
1420 PRINT
1430 NEXT I
1440 RETURN
1450 ! Teste de matriz simétrica
1460 Teste:FOR R=1 TO Nfeat
1470 W=Z4
1480 FOR J=1 TO Nfeat
1490 W=W-1
1500 D=Covm(R,J)-Covm(R,W)
1510 NEXT J
1520 NEXT R
1530 RETURN
1540 END
```

```

10 ! Título: Distanquad.
20 ! Instituto Militar de Engenharia.
30 ! Seção de Eletricidade.
40 ! Aluno de Pós-Graduação: José Roberto Motta da Silva
50 ! Descrição: A distância entre dois sinais  $x(t)$  e  $m(t)$ 
60 ! é uma medida de afastamento entre eles e é
70 ! usada na teoria de reconhecimento de padrões
80 ! para comparar os componentes vetoriais
90 ! (energia, voltagem, etc.) de uma observação
100!  $x(t)$  com um agrupamento de observações  $m(t)$ 
110! que serve de padrão. A menor distância indica
120! a pertinência da observação em teste
130! ao respectivo agrupamento.
140 OPTION BASE 1
150 INTEGER Desc(33),A1(2)
160 REAL Vbalvn(33),Vcamvn(33)
170 REAL Veixovn(33),Vhelvn(33)
180 REAL N(1),Covinv(33,33)
190 REAL Covinve(33,33),Covinvh(33,33)
200 REAL Covinvb(33,33),Covinvc(33,33)
210 REAL Vdescv(33),Med(4,33)
220 REAL Desco(33)
230 REAL Dist(4,33)
240 REAL Dista(4,4),Dem(33,4)
250 REAL Distan(4,33)
260 REAL Somad(4,33)
270 MAT Dista= (0)
280 MAT Somad= (0)
290 Somadesc=0
300 T=1
310 OUTPUT KBD;"K";
320 ! Leitura da observação em teste
330 ! em disco flexível
350 MASS STORAGE IS ":CS80,702,0"
360 PRINT "e apertar tecla f2"
370 INPUT "NOME DO ARQUIVO",Arq#
380 ASSIGN @Porta TO Arq#
390 ENTER @Porta;A1(*),Desc(*)
400 IF T=1 THEN GOSUB Baleia
410 IF T=2 THEN GOSUB Camarão
420 IF T=3 THEN GOSUB Eixo
430 IF T=4 THEN GOSUB Hélice
440 MASS STORAGE IS ":CS80,702,1"
450 FOR M=1 TO 33
460 Vdescv(M)=(10^(Desc(M)/4000))
470 NEXT M
480 ! Cálculo da média
490 FOR R=1 TO 33
500 Med(1,R)=Vdescv(R)-Vbalvn(R)
510 Med(2,R)=Vdescv(R)-Vcamvn(R)
520 Med(3,R)=Vdescv(R)-Veixovn(R)
530 Med(4,R)=Vdescv(R)-Vhelvn(R)
540 NEXT R
550 ! Cálculo das distâncias entre

```



```

560 ! padrões e a observação em teste
570 FOR R=1 TO 33
580 FOR W=1 TO 33
590 Dist(T,W)=Med(T,R)*Covinv(R,W)
600 NEXT W
610 NEXT R
620 FOR W=1 TO 33
630 Somad(T,W)=Somad(T,W)+Dist(T,W)
640 NEXT W
650 MAT Dem= TRN(Med)
660 FOR W=1 TO 33
670 Distan(T,T)=Somad(T,W)*Dem(W,T)
680 PRINT "Distan";T;T;";";Distan(T,T)
690 NEXT W
700 PAUSE
710 Dista(T,T)=Dista(T,T)+Distan(T,T)
720 T=T+1
730 IF T<>5 THEN 400
740 Minimo=MIN(Dista(*))
750 ! Saída na impressora de
760 ! todo resultado obtido
770 PRINT "DISTANCIA PADRÃO POR COVARIANCIA"
780 PRINT "BALEIA DISTA(1):";Dista(1,1)
790 PRINT "CAMARÃO DISTA(2):";Dista(2,2)
800 PRINT "EIXO DISTA(3):";Dista(3,3)
810 PRINT "HÉLICE DISTA(4):";Dista(4,4)
820 PRINT "ARQUIVO DESCONHECIDO:";Arq$
830 PRINT "MENOR DISTANCIA PADRÃO:";Minimo
840 PRINT "CORRESPONDE A:";
850 GOSUB Menor
860 !Leitura das matrizes contendo os vetores com os padrões
870 ! Entrada do padrão BALEIA em oitava
880 Baleia:MASS STORAGE IS ":CS80,702,0"
890 PRINT "Trocar disquete ";
900 PRINT "e apertar tecla f2"
910 PAUSE
920 ASSIGN @Porta TO "PADBALCOV"
930 ENTER @Porta;Vbalvn(*)Covinvb(*)
940 PRINT "LENDO PADBALCOV"
950 FOR R=1 TO 33
960 FOR W=1 TO 33
970 Covinv(R,W)=Covinvb(R,W)
980 PRINT Covinv(R,W)
990 NEXT W
1000 NEXT R
1010 RETURN
1020 Camarão:MASS STORAGE IS ":CS80,702,0"
1030 ! Entrada do padrão CAMARÃO em oitava
1040 PRINT "Trocar disquete ";
1050 PRINT "e apertar tecla f2"
1060 PAUSE
1070 ASSIGN @Porta TO "PADCAMCOV"
1080 ENTER @Porta;Vcamvn(*)Covinvc(*)
1090 PRINT "LENDO PADCAMCOV"
1100 FOR R=1 TO 33

```

```
1110 FOR W=1 TO 33
1120 Covinv(R,W)=Covinvc(R,W)
1130 NEXT W
1140 NEXT R
1150 RETURN
1160 Eixo:PRINT "Trocar disquete ";
1170 PRINT "e apertar tecla f2"
1180 PAUSE
1190 MASS STORAGE IS ":CS80,702,0"
1200 ! Entrada do padrão EIXO em oitava
1210 ASSIGN @Porta TO "PADEIXCOV"
1220 ENTER @Porta;Veixovn(*) ;Covinve(*)
1230 PRINT "LENDO PADEIXCOV"
1240 FOR R=1 TO 33
1250 FOR W=1 TO 33
1260 Covinv(R,W)=Covinve(R,W)
1270 NEXT W
1280 NEXT R
1290 RETURN
1300 Hélice:MASS STORAGE IS ":CS80,702,0"
1310 ! Entrada do padrão HÉLICE em oitava
1320 PRINT "Trocar disquete ";
1330 PRINT "e apertar tecla f2"
1340 PAUSE
1350 ASSIGN @Porta TO "PADHELCOV"
1360 ENTER @Porta;Vhelvn(*) ;Covinvh(*)
1370 PRINT "LENDO PADHELCOV"
1380 FOR R=1 TO 33
1390 FOR W=1 TO 33
1400 Covinv(R,W)=Covinvh(R,W)
1410 NEXT W
1420 NEXT R
1430 RETURN
1440 Menor:SELECT Minimo
1450 CASE =Dista(1,1)
1460 PRINT "BALEIA"
1470 CASE =Dista(2,2)
1480 PRINT "CAMARÃO"
1490 CASE =Dista(3,3)
1500 PRINT "EIXO"
1510 CASE =Dista(4,4)
1520 PRINT "HÉLICE"
1530 END SELECT
1540 RETURN
1550 END
```

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1) HORTON, J.W. Fundamental of sonar. Annapolis, United States Naval Institute, 1965. 416p.
- 2) WITTENBORN, A.F. Introduction to sonar technology. Washington, D.C., Navy Department, Bureau of Ships, 1965. 228p.
- 3) URICK, R.J. Principles of underwater sound. New York, MacGraw-Hill, 1983. 423p.
- 4) TAVOLGA, W.N. ed. Marine Bio-Acoustics. In: Proceedings of the second symposium . v.2, New York, Pergamon Press, 1964. 353p.
- 5) BAGGERDER, A.B. Sonar signal processing. In: OPPENHEIM, A.V. ed. Applications of digital signal processing. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1978. cap.6 p.331-437.
- 6) KNIGHT, W.C. et alii. Digital signal processing for sonar. Proceedings of the IEEE, 69 (11) : 1451-1506, NOV. 1981.
- 7) DEVIJVER, P.A. & KITTLER, J. Pattern recognition: a statistical approach. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1982. 448 p.
- 8) ULLMANN, J.R. Pattern recognition techniques. London, Butterworths, 1973. 412 p.

- 9) ROSS, D. Mechanics of underwater noise. New York, Pergamon Press, 1976. 375p.
- 10) REIS, M.A.S. "Considerações sobre a irradiação de ruído por embarcações (cavitação)". In: Simpósio Naval de Sonar, 1., Arraial do Cabo, IPqM, 1982. Anais ... Arraial do Cabo, IPqM, 1982. v.2, cap.29, p.1 - 17
- 11) TRACOR, Rockville. Advanced sonar course for Instituto de Pesquisas da Marinha. Rockville, 1981. 1v.
- 12) PAZIENZA, G. Fondamenti della localizzazione sottomarina. La Spezia, Restani, 1970. 580 p.
- 13) BURDIC, W.S. Underwater acoustic system analysis, Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1984. 445 p.
- 14) KAO, C.K. Optical fiber systems; technology design and applications. New York, McGraw-Hill, 1986. 204 p.
- 15) COULON, F. Signal theory and processing. Dedham, Artech House, 1986. 618p.
- 16) BENDAT, J.S. & PIERSON, A.G. Random data; analysis and measurement procedures. New York, Wiley-Interscience, 1971. 407 p.

- 17) HEWLETT PACKARD. Dynamic signal analyser applications; effective machinery maintenance using vibration analyses. Palo Alto, 1983. (Application note 243-1). 63p.
- 18) LOPES, T.A.P.; TACQUES, R.R.; TRYMAN, A.C.R. Medição de vibração e ruído a bordo de navios. In: Simpósio Naval de Sonar, 1., Arraial do Cabo, 1982. Anais ...Arraial do Cabo, IPqM, 1982. v.2, cap. 30, p. 1-31
- 19) KANDEL, A. Fuzzy techniques in pattern recognition. New York, J. Wiley, 1982. 353p.
- 20) YOUNG, T.Y. & KING-SUN, F. eds. Handbook of pattern recognition and image processing. Orlando, Academic Press, 1986. 705p.
- 21) CABRAL JR, E. F. Uma incursão pelos domínios da criptografia. Revista Militar de Engenharia e Tecnologia. Rio de Janeiro, 4(2):26 - 52, abr/jun. 1987. 112p
- 22) GOMES, G.M.P. Processamento digital do sinal de voz aplicado a identificação e verificação do locutor. Rio de Janeiro, IME, 1985. 254 f. Tese de Mestrado.
- 23) MOLES, A. Théorie de l'information et perception esthétique. Paris, Flammarion, 1958, 221p.

- 24) BOUVET, M. Modélisation et traitements des signaux pour détection en acoustique sous-marine. Paris, Université de Paris-Sud, D'Orsay, 1984. 264p. Tese de Doutor em Engenharia.
- 25) HOWARD JR, J. H. Perception of acoustic transients final report. Washington, D.C., The Catholic University of America, Human Performance Laboratory, 1984. 24 p. (Technical report ONR - 84 - 24)
- 26) HSU, H.P. Análise de Fourier. Trad. de Paulo Ivo de Queiroz. Rio de Janeiro, Livros Técnicos e Científicos, 1973. 274p.
- 27) OPPENHEIM, A.V. & SCHAFER, R.W. Digital signal processing. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1975. 585 p.
- 28) SCHWARTZ, M. & SHAW, L. Signal processing; discrete spectral analysis, detection, and estimation. Tokio, MacGraw-Hill Kogakusha, 1975. 395 p.

Tese apresentada por:

*Jose Roberto Motta da Silva*  
CC JOSE ROBERTO MOTTA DA SILVA

e aprovada pelos Srs.:

*[Handwritten signature]*

TC GERALDO MABELA PINHEIRO GOMES - M.C.  
Orientador

*[Handwritten signature]*

TC MARCELO AUGUSTO TUTTMAN - M.C.  
Co-orientador

*[Handwritten signature]*

EDSON BONSAVER - M.Sc.

*[Handwritten signature]*

TEODORO ONIGA - PR EN CALCULO SIMBOLICO