

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

TEORIA DE CRUZAMENTOS DE ZERO APLICADA À DISCRIMINAÇÃO DE SINAIS EM CANAIS TELEFÔNICOS

ROBERTA ABREU MANTEGASSI

Orientador: Prof. *REGE ROMEU SCARABUCCI* ok
Rege R. Scarabucci

Este exemplar corresponde à redação final da tese defendida por <i>Roberta Abreu Mantegassi</i> e aprovada pela Comissão Julgadora em <i>14 / 12 / 92</i> .
Orientador <i>Rege R. Scarabucci</i>

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

DEZEMBRO - 1992

Agradecimentos

Ao *Professor Rege*, agradeço pela orientação, dedicação e discussões, imprescindíveis para a realização deste trabalho.

Ao amigo *Sindi*, responsável pelo plantio da semente que deu origem a este trabalho, minha gratidão pelo apoio, colaboração e discussões valiosas durante todo o tempo em que trabalhamos juntos.

A *Jorgetti*, pela presença, paciência e carinho constantes ao longo da elaboração deste trabalho, minha sincera (e constantemente expressa) gratidão.

Aos companheiros de trabalho do Grupo de Processamento Digital de Voz do CPqD/TELEBRÁS, agradeço pelo incentivo, colaboração e também pela cessão de suas vozes para a formação da base de dados utilizada neste trabalho.

A todos, enfim, que de alguma maneira colaboraram comigo, meu muito obrigado.

*AOS MEUS PAIS
TERESINHA E ROBERTO*

Resumo

Neste trabalho exploram-se a teoria de cruzamentos de zero e outras técnicas com o objetivo de desenvolver mecanismos de discriminação de sinais presentes em canais telefônicos. Através desta teoria e de dois diferentes modelamentos para a autocorrelação de símbolos, chega-se a expressões que determinam a densidade de cruzamentos de zero esperada para cada tipo de modem a partir de suas próprias características. Com base na formulação desenvolvida e em medidas realizadas nos arquivos da base de dados, são propostos quatro algoritmos para discriminação de sinais de voz/música e sinais de modems. São mostrados com detalhe resultados do desempenho dos algoritmos em função de diferentes intervalos de tempo analisados de sinal e efetuadas comparações entre os algoritmos.

Índice

1. Introdução	1
2. Base de Dados	
2.1 Sinais de Modems	6
2.2 Sinais de Voz	10
2.3 Validação da Base de Dados	10
2.3.1 Cruzamentos de Zero	11
2.3.2 Correlação entre Amostras	14
2.3.3 Limitação dos Arquivos	19
2.4 Manipulações Preliminares Sobre a Base de Dados	23
3. Teoria de Cruzamentos de Zero	
3.1 Introdução	34
3.2 Método da Autocorrelação de Polaridades	35
3.3 Método do Processo de Cruzamentos de Nível Zero	45
3.3.1 Aplicação para Sinais MPSK e QAM (Correlação Cossenoidal)	48
3.3.2 Aplicação para Sinais MPSK e QAM (Densidade Espectral tipo Cosseno Levantado)	50
3.3.3 Aplicação para Sinais FSK	53
3.4 Síntese dos Resultados	60
4. Algoritmos de Separação de Sinais de Modems e Voz/Música	
4.1 Introdução	62
4.2 Algoritmo usando Separação de Espectros (Algoritmo <i>Filtro</i>)	63

4.3	Algoritmo <i>Locus</i>	74
4.4	Algoritmo <i>Alfa</i>	90
4.5	Algoritmo <i>Janelas</i>	93
4.6	Comparações entre os algoritmos	101
5.	Conclusões	106
	Anexo A - Parâmetros Básicos dos Modems Série V do CCITT	108
	Referências Bibliográficas	111

Capítulo 1

Introdução

Com o desenvolvimento constante de novas técnicas de processamento digital de sinais conjugado ao rápido avanço da microeletrônica, sofisticadas tecnologias de detecção e classificação de sinais aumentam o seu espaço de aplicação, tornando-se úteis nas mais diversas áreas. Dentre estas tecnologias, encontra-se um dispositivo comumente denominado de Discriminador de Voz/Dados. Este dispositivo permite a detecção e classificação dos sinais normalmente presentes nos circuitos telefônicos em *sinais de voz*, *sinais de modems (dados)* ou *senalização*. Adicionalmente, dependendo do algoritmo utilizado, permite-se também a classificação dos sinais de modems de acordo com sua taxa de bits (por exemplo 9600 bps, 4800 bps, etc.).

Na rede telefônica atual, sinais de voz e de dados via modem utilizam-se do mesmo meio de transmissão. A maior parte do tráfego constitui-se destes dois tipos de sinais que, entretanto, exigem diferente tratamento. No estado atual da tecnologia, sinais de voz podem ser codificados com uma taxa de bits tão baixa como 8 kbit/s, enquanto que sinais de dados via modems a taxas altas (p.e., modem V.29) necessitam de taxa mínima de 40 kbit/s. Este paradoxo constitui-se em um grande obstáculo para a otimização da utilização da rede telefônica em geral e também para o aumento da capacidade de transmissão de enlaces digitais, principalmente os de longa distância, como enlaces via rádio e satélite. Neste contexto, destacam-se os Equipamentos Multiplicadores de Circuitos Digitais (DCME, do inglês “Digital Circuit Multiplication Equipment” [G.763, CCITT]) e de Pacotes (PCME, do inglês “Package Circuit Multiplication Equipment” [G.765, CCITT]), atualmente em fase de especificação no CCITT e outras instituições internacionais de padronização.

Equipamentos da família DCME utilizam técnicas de codificação de voz a baixas taxas combinadas com técnicas de interpolação digital de voz (DSI, do inglês

“Digital Speech Interpolation”). Um codificador comumente utilizado neste tipo de aplicação é o codificador ADPCM com taxa de bits variável [G.726, CCITT]. Graças à redundância existente em sinais de voz é possível reduzir-se a taxa de codificação para até 2 bits por amostra. Para o caso de transmissão de sinais de dados via modems acima de 4800 bps, entretanto, a redução de bits na codificação acarreta diminuição da relação sinal-ruído. O desempenho deste tipo de equipamento só é aceitável para sinais de modems se se utilizarem pelo menos 5 bits por amostra.

No caso de equipamentos da família PCME, as técnicas de codificação e interpolação de voz são combinadas com técnicas de empacotamento de voz.

Em ambos os casos, porém, técnicas de detecção e discriminação de sinais são essenciais para permitir tratamento diferenciado e adequado a estes sinais, seja em termos de codificação ou de modulação/demodulação [G.766, CCITT].

Outra situação onde este tipo de discriminação pode ser desejável é em centrais públicas. A discriminação de sinais de dados permitiria a tarifação diferenciada, tratando de maneira adequada o uso indiscriminado de fax. Pode também haver interesse em se utilizar algoritmos com esta finalidade em sistemas PABX, caso se queira efetuar controle do trânsito de sinais de fax.

No período de 1987-1990, no Grupo de Processamento Digital de Voz no CPqD/TELEBRÁS, foi desenvolvido um Discriminador de Dados/Voz para aplicação em equipamentos DCME. Obteve-se um algoritmo que, através de análise espectral baseada nos coeficientes do filtro de predição linear do Codec G.721 do CCITT e cruzamentos de zero, permitia a discriminação entre sinais de voz, dados na faixa de voz¹ e sinalização [Mantegassi,1989] de acordo com especificação IESS-501 da Intelsat [Intelsat,1987] e Recomendação G.763 [G.763, CCITT].

Obtido principalmente a partir de resultados empíricos, o algoritmo desenvolvido fornecia resultados muito bons nas simulações realizadas. Implementado em hardware, foi submetido a testes em tempo real para medidas de seu desempenho. Registrou-se diferença nos resultados obtidos para sinais em tempo real quando comparados aos obtidos nas simulações. Descobriram-se imperfeições como saturação e presença de “spikes” em alguns arquivos da base de dados utilizada. Em tempo real, alguns tipos de modems forneciam detecção errada em percentagem superior à desejada, dado que o algoritmo havia sido baseado em características estudadas a partir da base de dados.

Retomando este tema no final de 1991, resolveu-se explorar este assunto, des-

¹Dados via modems da série V do CCITT.

ta vez estudando mais detalhadamente tópicos já utilizados (como cruzamentos de zero) e também explorando novos tópicos não estudados anteriormente. Decidiu-se formar nova base de dados, mais confiável e elaborada, contando com o apoio do Grupo de Processamento Digital de Voz no sentido da cessão de sua infraestrutura laboratorial.

Embora importante, o trabalho nesta área nem sempre é divulgado com a devida importância. Dos trabalhos conhecidos, muitos não entram em detalhes a respeito da implementação. Por exemplo, Buschman, Wilkerson e Gooch [1984] propõem sistema de compressão de voz, integrando as técnicas de DSI e ADPCM, mas revelam apenas que o discriminador de dados/voz atua juntamente com o detector de atividade medindo o conteúdo espectral do sinal de entrada.

O equipamento Celtic-3G [1987], da Alcatel, também a partir de técnicas de interpolação digital de voz e ADPCM, propõe-se a transmitir até 240 canais a partir de um grupo digital primário. A documentação técnica disponível revela não o método utilizado, mas o tempo de detecção de um sinal de dados — cerca de 300 ms.

Yatsuzuka [1981,1982] propôs um Detetor de Voz/Discriminador de Dados a Altas Taxas para utilização em sistemas com DSI/ADPCM. Utilizando energia a curto prazo, taxa de cruzamentos de zero e coeficientes de predição linear de um preditor adaptativo, seu algoritmo discrimina dados de voz em 32 ms. É feita adicionalmente classificação entre sinais de modems PSK-8 e QAM-8 a 4800 bps e QAM-16 a 9600 bps, a partir do ganho médio de predição e das variações a curto prazo da amplitude do sinal de entrada.

Benvenuto [1992] discrimina as velocidades utilizadas por modems de dados através do cálculo da autocorrelação da envoltória e do momento de segunda ordem do sinal equivalente passa baixas. Esta discriminação é feita em 128 ms, porém é admitido de início que não existem sinais diferentes de modems no espectro (voz, por exemplo).

Os trabalhos realizados nas áreas de detecção de atividade em canais telefônicos e discriminação de sinais presentes nestes canais utilizam, em sua maioria, a taxa de cruzamentos de zero.

Datam da década de 50 estudos sobre as características estatísticas da densidade de cruzamentos de zero, tendo obtido destaque durante o desenvolvimento da teoria de detecção de sinais modulados em frequência na presença de ruído. Utilizando um processo de cruzamentos de zero, Stumpers desenvolveu em 1958 a teoria de ruído FM.

O processo de contagem de cruzamentos de zero passou a ser utilizado principalmente por ser uma medida fácil de implementar nos atuais equipamentos digitais de comunicação — basta analisar a variação do bit mais significativo. Tão importante quanto a facilidade com que pode ser obtido é o fato do número de cruzamentos de zero realmente fornecer informações importantes a respeito dos sinais estudados.

Surge então uma questão, que é a seguinte: como os cruzamentos de zero efetivamente se relacionam aos principais parâmetros que caracterizam os diferentes tipos de sinais presentes nos canais telefônicos, por exemplo, sinais de voz, música e sinais de dados?

O objetivo deste trabalho é desenvolver técnicas de discriminação de sinais em canais telefônicos, aplicando-se a teoria de cruzamentos de zero e outras técnicas para caracterizar os principais parâmetros definidores dos tipos de sinais: (voz/música) \times dados. Além disso analisam-se os tempos envolvidos e a qualidade da discriminação.

Desta forma, no capítulo 2 é feita descrição da aquisição dos arquivos constituintes da base de dados. Descreve-se o procedimento de gravação e armazenamento de sinais de modems e de voz, bem como a escolha da taxa de amostragem a ser utilizada. São efetuadas medidas de cruzamentos de zero e autocorrelação entre amostras do sinal digital para conferir consistência à base de dados formada. Em seguida a base de dados é limitada em tamanho, sendo descritos os arquivos que são utilizados neste trabalho. Ainda no capítulo 2 apresenta-se o parâmetro α , definido como o número médio de cruzamentos de zero dividido por seu desvio padrão. Este parâmetro reflete a dispersão dos valores de cruzamentos de zero para tipos diferentes de sinal e será muito utilizado nos algoritmos propostos.

No capítulo 3 discute-se a teoria de cruzamentos de zero como ferramenta possível para caracterização de sinais de diferentes tipos encontrados no espectro de áudio. A partir do método da autocorrelação de polaridades obtém-se expressão que relaciona o número de cruzamentos de zero com a autocorrelação entre amostras. Com o método do processo de cruzamentos de nível zero são propostos dois modelamentos diferentes para a correlação de símbolos e obtém-se expressões que fornecem o número de cruzamentos de zero em função de parâmetros específicos dos modems, tais como frequência da portadora, taxa de símbolos, etc. Comparam-se os valores teóricos obtidos com os valores medidos, e, ao final do capítulo, é feita uma síntese dos resultados obtidos. Constata-se que as medidas realizadas apresentam excelente concordância — erro menor que 0.5% — com a formulação teórica desenvolvida para

modems.

No capítulo 4 são propostos algoritmos de separação de sinais. Descreve-se como se chegou a cada um dos algoritmos e mostram-se, para cada um deles, curvas de desempenho em função do tempo analisado de sinal. São feitas comparações entre os algoritmos sob aspectos como complexidade, tempo de convergência para 100% de acerto, etc. Os resultados revelam algoritmos que detectam sinais de modems com probabilidade de acerto superior a 95% em tempo inferior a 100 ms, apresentando ainda rápida convergência para 100% de acerto. Apresentam-se também comentários a respeito dos limiares utilizados nos algoritmos.

No capítulo 5 são feitos comentários gerais a respeito dos algoritmos e apresentadas conclusões a respeito deste trabalho como um todo.

A aplicação da teoria de cruzamentos de zero, a utilização do parâmetro α , a formulação desenvolvida e os algoritmos propostos formam uma base teórica e prática na forma de um conjunto de ferramentas para o trabalho de discriminação de sinais em canais telefônicos. Este conjunto de ferramentas constitui, sem dúvida, a principal contribuição deste trabalho.

Capítulo 2

Base de Dados

Para um trabalho que demanda grande quantidade e variedade de cálculos e de medidas em sinais digitalizados é imprescindível que a base de dados utilizada seja consistente e confiável. É descrita a seguir a metodologia utilizada na obtenção da base de dados que é exercitada neste trabalho.

2.1 Sinais de Modems

Para a aquisição deste tipo de sinais foram utilizados os modems EC3250 e EC9650 fabricados pela Elebra Comunicações de Dados. Um gerador de padrão (TREND Data Transmission Test Set nº 1-9-1) foi utilizado para gerar um sinal pseudo-aleatório (aqui chamado de padrão 511, por repetir-se a cada 511 bits) para ser transmitido pelos modems. Antes da gravação, o sinal passou por um atenuador (4437A-HP/600 ohms).

O sinal analógico atenuado é digitalizado pelo equipamento Sony PCM 601 ESD, que possui entradas e saídas analógicas para áudio e para sinal de vídeo. A conversão A/D é feita com amostragem na taxa de 44100 amostras/s e precisão de 16 bits (14 + 2 de proteção). Em seguida, o sinal digital é modulado na faixa de vídeo e armazenado em fita betamax. Este tipo de armazenamento possui grande imunidade a distorções, podendo o sinal armazenado ser considerado “praticamente analógico”, devido à sua alta qualidade.

Uma descrição desta parte da base de dados contendo nomenclatura e mais informações pertinentes aos arquivos é dada a seguir:

- Arquivo V32.T96.06 - sinal de modem V.32 transmitindo um padrão pseudo-aleatório, taxa de bits de 9600 b/s, modulação tipo treliça, potência média 6 dB

abaixo da potência máxima.

- Arquivo V32.T96.30 - idem anterior, mas com potência média 30 dB abaixo da potência máxima.
- Arquivo V32.Q96.06 - sinal de modem V.32 transmitindo um padrão pseudo-aleatório, taxa de bits de 9600 b/s, modulação em quadratura (QAM), potência média 6 dB abaixo da potência máxima.
- Arquivo V32.Q96.30 - idem anterior, mas com potência média 30 dB abaixo da potência máxima.
- Arquivo V32.Q48.06 - sinal de modem V.32 transmitindo um padrão pseudo-aleatório, taxa de bits de 4800 b/s, modulação em quadratura (QAM), potência média 6 dB abaixo da potência máxima.
- Arquivo V32.Q48.30 - idem anterior, mas com potência média 30 dB abaixo da potência máxima.
- Arquivo V22.Q24.06 - sinal de modem V.22 bis transmitindo um padrão pseudo-aleatório, taxa de bits de 2400 b/s, modulação em quadratura (QAM), potência média 6 dB abaixo da potência máxima.
- Arquivo V22.Q24.30 - idem anterior, mas com potência média 30 dB abaixo da potência média.
- Arquivo V22.D12.06 - sinal de modem V.22 transmitindo um padrão pseudo-aleatório, taxa de bits de 1200 b/s, modulação em fase (DPSK), potência média 6 dB abaixo da potência máxima.
- Arquivo V22.D12.30 - idem anterior, mas com potência média 30 dB abaixo da potência máxima.
- Arquivo V21.F30.06 - sinal de modem V.21 transmitindo um padrão de teste (fox¹), taxa de bits de 300 b/s, modulação em frequência (FSK), potência média 6 dB abaixo da potência máxima.
- Arquivo V21.F30.30 - idem anterior, mas com potência média 30 dB abaixo da potência máxima.
- Arquivo V23.T75.06 - sinal de modem V.23 transmitindo um padrão de teste (fox), taxa de bits de 75 b/s, modulação em frequência (FSK), potência média 6 dB abaixo da potência máxima (canal de serviço).

¹O padrão conhecido como *fox* consiste de uma frase que possibilita o teste de grande quantidade de caracteres para modems a baixas taxas.

- Arquivo V23.T75.30 - idem anterior, mas com potência média 30 dB abaixo da potência máxima.
- Arquivo V23.F12.06 - sinal de modem V.21 transmitindo um padrão de teste (fox), taxa de bits de 1200 b/s, modulação em frequência (FSK), potência média 6 dB abaixo da potência máxima.
- Arquivo V23.T12.30 - idem anterior, mas com potência média 30 dB abaixo da potência máxima.
- Arquivo V29.Q96.06 - sinal de modem V.29 transmitindo um padrão pseudo-aleatório, taxa de bits de 9600 b/s, modulação em quadratura (QAM), potência média 6 dB abaixo da potência máxima.
- Arquivo V29.Q96.30 - idem anterior, mas com potência média 30 dB abaixo da potência máxima.
- Arquivo V29.Q72.06 - sinal de modem V.29 transmitindo um padrão pseudo-aleatório, taxa de bits de 7200 b/s, modulação em quadratura (QAM), potência média 6 dB abaixo da potência máxima.
- Arquivo V29.Q72.30 - idem anterior, mas com potência média 30 dB abaixo da potência máxima.

As características básicas dos modems utilizados neste trabalho encontram-se no Anexo A.

Foram gravados 10 minutos de cada tipo de sinal, perfazendo um total de 20 arquivos (200 minutos).

A seguir são mostrados os esquemas para gravação dos sinais de modems transmitindo a 4 e 2 fios (figuras 2.1 e 2.2 respectivamente).

Para que se possa manipular os arquivos via computador, é preciso fazer sua recuperação das fitas betamax. Após demodulação (efetuada pelo vídeocassete), o sinal, agora digital, sofre uma conversão digital/analógica (feita pelo equipamento Sony PCM 601 ESD) e depois nova conversão analógico/digital. Esta última conversão A/D é feita pela placa DSP-16 Data Acquisition Processor da Ariel, que tem resolução de 16 bits e permite a escolha da taxa de amostragem desejada, até 50 kHz (neste caso, os sinais de modems foram amostrados a 32 kHz). Este conversor está ligado a uma memória de armazenamento de dados, através de um microcomputa-

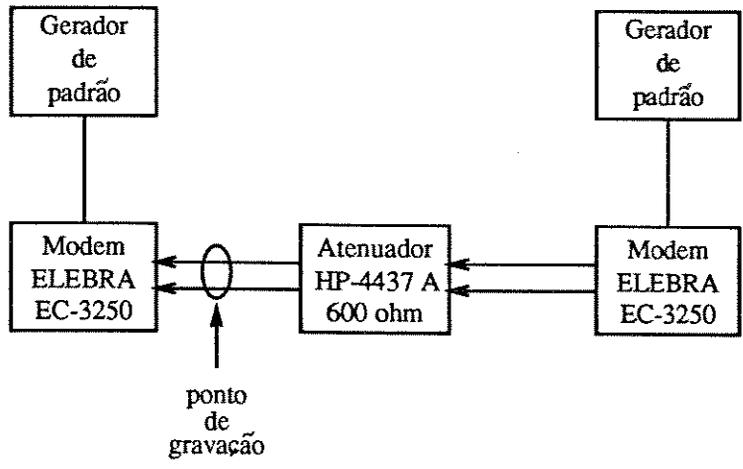


Figura 2.1: Esquema para gravação de sinal transmitido a 2 fios.

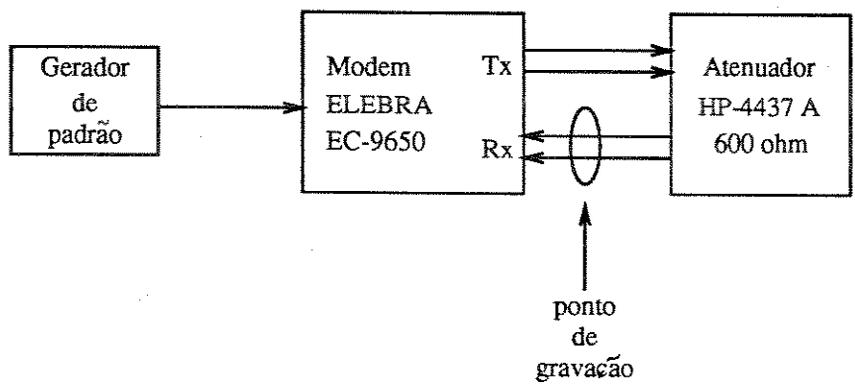


Figura 2.2: Esquema para gravação de sinal transmitido a 4 fios.

dor PC-AT 286. Desta memória é possível transferir os sinais para o computador onde se vai trabalhar posteriormente.

2.2 Sinais de Voz

A gravação dos sinais de voz é feita em uma sala isolada acusticamente. Utilizou-se um microfone dinâmico com resposta plana na faixa de 0-4 kHz. O sinal do microfone é então amplificado e filtrado antes da conversão A/D idêntica à descrita para os sinais de modems. O filtro utilizado é um filtro digital passa baixas programável, elíptico (FD 9002 Frequency Devices), cortando em 3400 Hz.

Foram gravados trechos de música e também vozes de 4 pessoas (2 homens e 2 mulheres). Para o caso de voz, as 4 pessoas falaram a seguinte frase:

“As ondas rebentavam com estrondo, formando uma muralha de espuma para além da qual o mar era um lago sereno e azul.”

A conversão A/D utilizou frequência de amostragem de 32 kHz, a fim de permitir posterior dizimação dos sinais.

Descrevem-se em seguida a nomenclatura e o conteúdo dos arquivos de voz e de música.

- Arquivos F.1 e F.2 - vozes femininas, cerca de 7 segundos de duração.
- Arquivos M.1 e M.2 - vozes masculinas, cerca de 7 segundos de duração.
- Arquivo MCLAS.1 - dez segundos de música clássica, contendo majoritariamente som de violino.
- Arquivo MCLAS.2 - dez segundos de música clássica, contendo majoritariamente som de piano.
- Arquivos MPOP.1 e MPOP.2 - dez segundos de músicas populares, contendo voz mais instrumentos musicais.

2.3 Validação da Base de Dados

A seguir descrevem-se os procedimentos realizados sobre os sinais digitalizados no computador a fim de garantir consistência aos arquivos gravados.

O ambiente de trabalho consiste de um computador VAX 6000-420 da Digital, com sistema operacional VMS versão 5.5.

Neste ambiente encontram-se utilitários que permitem calcular estatísticas de arquivos, normalizações, efetuar operações entre arquivos, traçar histogramas, etc.

Encontram-se também disponíveis programas que permitem efetuar dizimação de arquivos, filtragem, cálculos de cruzamentos de zero das amostras e também da autocorrelação entre elas.

2.3.1 Cruzamentos de Zero

Iniciou-se com a análise dos valores de cruzamentos de zero. Estes são computados para janelas consecutivas de 32 ms de duração, e os valores apresentados na tabela 2.1 constituem uma média dos valores observados em cada janela, com arquivo de duração total de 7 segundos.

Os cruzamentos de zero foram calculados para arquivos amostrados a 32 kHz e a 8 kHz. Os arquivos amostrados a 8 kHz foram obtidos a partir da dizimação dos amostrados a 32 kHz. Na tabela 2.1 encontram-se alguns valores para comparação dos resultados obtidos a 32 e a 8 kHz.

Os resultados obtidos no estudo dos cruzamentos de zero revelam para 32 kHz valores ligeiramente maiores que para 8 kHz, apesar de os espectros estarem, em ambos os casos, limitados a 3400 Hz. Isto ocorre devido a alguns fatos:

- os sinais em questão (sinais de áudio) possuem máxima densidade de probabilidade próxima ao valor zero de frequência.
- a conversão analógico-digital utiliza 16 bits, tendo, portanto, um total de 2^{16} níveis, o que dá uma grande precisão ao sinal amostrado. Esta precisão pode favorecer uma situação onde ruídos, ainda que de pequena amplitude, podem adicionar cruzamentos de zero ao sinal amostrado.
- ao se amostrar com frequência f_s de 32 kHz aumenta-se a probabilidade de serem encontradas amostras na região em torno de zero, aumentando assim a probabilidade de se contarem cruzamentos de zero.

A amostragem à taxa de 32 kHz foi efetuada com o objetivo de assegurar que não se adicionam informações mais importantes ou precisas do que as obtidas amostrando-se o sinal a 8 kHz. Apesar das diferenças encontradas entre os resultados das duas diferentes taxas de amostragem, os valores de cruzamentos de zero obtidos

Arquivo	Média de cruz. de zero $f_s = 32kHz$	Média de cruz. de zero $f_s = 8kHz$	Tipo de sinal
V32.T96.06	122.15	116.81	dados
V32.T96.30	122.16	116.42	dados
V32.Q96.06	122.85	116.19	dados
V32.Q96.30	121.33	116.41	dados
V32.Q48.06	121.58	116.63	dados
V32.Q48.30	122.22	115.18	dados
V22.Q24.06	94.29	91.81	dados
V22.Q24.30	79.18	77.52	dados
V22.D12.06	87.29	81.88	dados
V22.D12.30	81.51	78.36	dados
V21.F30.06	69.61	69.43	dados
V21.F30.30	69.58	69.47	dados
V23.T75.30	26.95	26.93	dados
V23.T12.06	110.88	110.61	dados
V23.T12.30	110.83	110.58	dados
V29.Q96.06	119.01	112.41	dados
V29.Q96.30	119.41	113.14	dados
V29.Q72.06	118.44	113.37	dados
V29.Q72.30	118.82	112.28	dados
F.1	92.43	80.14	voz
F.2	86.19	77.26	voz
M.1	88.69	83.05	voz
M.2	102.33	89.79	voz
MCLAS.1	56.16	48.80	música
MCLAS.2	37.52	36.00	música
MPOP.1	55.30	49.73	música
MPOP.2	57.84	59.63	música

Tabela 2.1: Comparação de cruzamentos de zero para sinais a 32 e a 8 kHz (janela de tempo de 32 ms).

com 8000 amostras/s são plenamente satisfatórios para o propósito deste trabalho. Considerando que nos sistemas reais não se utiliza frequência de amostragem de 32 kHz e nem quantizadores com tantos níveis nos conversores A/D (2^{16} níveis), para aplicações práticas não haveria necessidade de tal precisão de medidas. Por esta razão, decidiu-se trabalhar com os sinais amostrados a 8 kHz. Outro motivo para a escolha da taxa de 8000 amostras/s é que esta taxa oferece redução de espaço no disco (memória de massa) ocupado pelos arquivos, além de reduzir razoavelmente os tempos necessários para os diversos processamentos.

Frequência Média

A frequência média f_m para um sinal senoidal pode ser calculada da seguinte forma: para um ciclo do sinal existem 2 cruzamentos de zero, ou seja,

$$\frac{\text{Número Cruzamentos de Zero}}{1 \text{ segundo}} = \frac{2}{T_m} = 2f_m$$

Então, medindo-se N_z cruzamentos de zero em T segundos tem-se:

$$N_z = 2f_m T$$

Para um intervalo de medição de T igual a 32 ms, a frequência média do sinal é dada por:

$$f_m = \frac{N_z}{2T} = \frac{1000}{64} N_z \quad (2.1)$$

Esta expressão para a frequência média é estendida para sinais não senoidais e representa a frequência média do sinal em função da taxa de cruzamento de zero (Schwartz, Bennett e Stein [1966]).

O número médio de cruzamentos de zero N_z obtido para b blocos de T segundos é dado por:

$$N_z = \frac{1}{b} \sum_{i=1}^b N_z(i) \quad (2.2)$$

onde $N_z(i)$ é o número (inteiro) de cruzamentos de zero no bloco i .

A variância dos valores de cruzamentos de zero é obtida tomando-se a média quadrática sobre b blocos de T segundos:

$$\sigma_z^2 = \frac{1}{b} \sum_{i=1}^b [N_z(i) - N_z]^2 = \frac{1}{b} \sum_{i=1}^b N_z^2(i) - N_z^2 \quad (2.3)$$

Na tabela 2.2 mostram-se valores médios de cruzamentos de zero (N_z) obtidos para sinais amostrados a 8 kHz, sua variância (σ_z^2), a frequência média (f_m) estimada a partir de N_z e a frequência da portadora (no caso de sinal de modems).

Observa-se para os sinais de modems que a frequência média estimada a partir do número de cruzamentos de zero N_z aproxima-se bastante da frequência da portadora. Deve também ser observado como os valores da variância de cruzamentos de zero σ_z^2 se comportam conforme o tipo de sinal (se voz ou modems). Mesmo para tipos diferentes de sinais de modems há certa diferença em seu comportamento.

Os valores de cruzamentos de zero obtidos sugerem ser esta medida uma importante ferramenta na análise dos sinais. Isto será mostrado no capítulo 3.

2.3.2 Correlação entre Amostras

Estudou-se em seguida a função de autocorrelação, que quantifica a proximidade das amplitudes de duas amostras em função de sua separação no tempo.

A função de autocorrelação da variável x , para amostras separadas de k intervalos, é dada por

$$R_{xx}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-|k|-1} x(n) x(n + |k|) \quad (2.4)$$

onde N é o número tomado de amostras.

A variância de $x(t)$ é

$$R_{xx}(0) = \sigma_x^2 \quad (2.5)$$

e a autocorrelação normalizada é

$$\rho_k = \rho_{xx}(k) = \frac{R_{xx}(k)}{R_{xx}(0)} \quad (2.6)$$

Foram utilizados intervalos de 1, 2 e 3 amostras obtendo-se, desta forma:

$$\rho_1 = \frac{R_{xx}(1)}{\sigma_x^2}$$

$$\rho_2 = \frac{R_{xx}(2)}{\sigma_x^2}$$

$$\rho_3 = \frac{R_{xx}(3)}{\sigma_x^2} \quad (2.7)$$

Os valores de ρ_1 , ρ_2 e ρ_3 foram calculados sobre janelas consecutivas de 32 ms. A média destes valores, obtida sobre cerca de 7 segundos, é mostrada na tabela 2.3.

Arquivo	N_z	σ_z^2	f_m (Hz)	f_p (Hz)	nº de blocos de 32 ms
V32.T96.06	116.81	39.29	1825.16	1800	310
V32.T96.30	116.42	40.52	1819.06	1800	310
V32.Q96.06	116.19	44.02	1815.47	1800	310
V32.Q96.30	116.41	37.62	1818.91	1800	310
V32.Q48.06	116.63	44.56	1822.34	1800	310
V32.Q48.30	115.18	41.78	1799.69	1800	310
V22.Q24.06	91.81	29.35	1434.53	1200	310
V22.Q24.30	77.52	6.98	1211.25	1200	310
V22.D12.06	81.88	9.28	1279.38	1200	310
V22.D12.30	78.36	7.60	1224.38	1200	310
V21.F30.06	69.43	4.97	1084.84	1080	310
V21.F30.30	69.47	4.30	1085.47	1080	310
V23.T75.06	38.18	15.86	596.56	420	310
V23.T75.30	26.93	1.11	420.78	420	310
V23.T12.06	110.61	12.27	1728.28	1700	310
V23.T12.30	110.58	12.35	1727.81	1700	310
V29.Q96.06	112.41	41.54	1756.41	1700	310
V29.Q96.30	113.14	38.51	1767.81	1700	310
V29.Q72.06	113.37	42.16	1771.41	1700	310
V29.Q72.30	112.28	36.72	1754.38	1700	310
F.1	80.14	1293.33	1252.19	-	229
F.2	77.26	1003.47	1207.19	-	220
M.1	83.05	1093.61	1297.66	-	235
M.2	89.79	1757.41	1402.97	-	235
MCLAS.1	48.80	157.10	762.50	-	292
MCLAS.2	36.00	44.39	562.50	-	292
MPOP.1	49.73	134.93	777.03	-	292
MPOP.2	59.63	356.30	931.72	-	292

Tabela 2.2: Cruzamentos de zero com variâncias e frequências estimadas do sinal.

Arquivo	ρ_1	ρ_2	ρ_3	nº de blocos de 32 ms
V32.T96.06	0.1368	-0.4756	-0.0452	310
V32.T96.30	0.1370	-0.4767	-0.0481	310
V32.Q96.06	0.1378	-0.4704	-0.0452	310
V32.Q96.30	0.1364	-0.4769	-0.0433	310
V32.Q48.06	0.1352	-0.4767	-0.0420	310
V32.Q48.30	0.1399	-0.4772	-0.0495	310
V22.Q24.06	0.4032	-0.3858	-0.5240	310
V22.Q24.30	0.5799	-0.2857	-0.8335	310
V22.D12.06	0.4071	-0.3793	-0.5227	310
V22.D12.30	0.5800	-0.2855	-0.8332	310
V21.F30.06	0.5625	-0.2847	-0.7509	310
V21.F30.30	0.6546	-0.1301	-0.8065	310
V23.T75.06	0.7951	0.4775	0.3565	310
V23.T75.30	0.9410	0.7796	0.5361	310
V23.T12.06	0.3562	-0.4320	-0.1827	310
V23.T12.30	0.1967	-0.7626	-0.3788	310
V29.Q96.06	0.1777	-0.4687	-0.0571	310
V29.Q96.30	0.1733	-0.4698	-0.0482	310
V29.Q72.06	0.1799	-0.4644	-0.0562	310
V29.Q72.30	0.1796	-0.4650	-0.0583	310
F.1	0.4630	0.0708	0.1627	229
F.2	0.4862	0.0547	0.0704	220
M.1	0.4119	0.0852	0.0963	235
M.2	0.3476	0.0668	0.0490	235
MCLAS.1	0.8074	0.4180	0.0689	292
MCLAS.2	0.8945	0.6227	0.2629	292
MPOP.1	0.8010	0.4312	0.1083	292
MPOP.2	0.7161	0.2477	-0.0770	292

Tabela 2.3: Valores de autocorrelação normalizada para voz e dados.

Espera-se que para sinais de voz haja maior correlação entre amostras, mas para alguns arquivos de sinais de modems os valores de ρ_1 observados são maiores que para sinais de voz. Para ρ_2 e ρ_3 , a menos da polaridade, é difícil afirmar algo de concreto sobre o sinal. Portanto, observa-se que os valores de ρ_i sozinhos não dão indicação segura do tipo de sinal em questão.

Para dados a taxas mais baixas (V.21 e V.22, por exemplo), as amostras dos sinais podem ser bem correlacionadas devido ao tipo de modulação utilizada, o que fornece valores de ρ_1 parecidos com os obtidos para voz.

Para sinais de voz, os valores médios obtidos para ρ_1 , ρ_2 e ρ_3 apresentam grande variância, já que a divisão em janelas de 32 ms fornece trechos muito diferentes entre si, devido ao fato de os sinais de voz não serem estacionários. Para sinais de modems, entretanto, obtêm-se resultados mais coerentes, com baixa variância.

Sinais Senoidais.

Podem-se comparar sinais de modems com sinais senoidais para se verificar o distanciamento de seu comportamento em relação a senóides.

Seja um sinal

$$x(t) = A \cos \omega t$$

onde $\omega = 2\pi f$ e f é a freqüência da senóide.

O coeficiente de autocorrelação $\rho_{xx}(k)$ de $x(t)$ é dado por:

$$\rho_{xx}(k) = \cos \omega k T_s = \cos 2k\pi \frac{f}{f_s} \quad (2.8)$$

com f_s a freqüência de amostragem.

Utilizando-se nesta fórmula os valores de freqüência média (f_m) estimada a partir dos cruzamentos de zero, obtêm-se valores de ρ_i (ρ_i -senóide) que podem ser comparados com os valores de ρ_i medidos.

Na tabela 2.4 são mostrados os valores de ρ_1 , ρ_2 e ρ_3 medidos com as freqüências estimadas a partir de cruzamentos de zero (expressão 2.1). Na mesma tabela são mostrados os valores de ρ_i -senóide obtidos por 2.8.

Para sinais de modems, observa-se que os valores medidos de ρ_1 , ρ_2 e ρ_3 se aproximam dos valores que seriam teoricamente obtidos a partir de senóides com as freqüências médias estimadas. Para ρ_1 se obtêm os melhores resultados.

Arquivo	f_m (Hz)	ρ_1		ρ_2		ρ_3	
		senóide	medido	senóide	medido	senóide	medido
V32.T96.06	1825.16	0.1369	0.1368	-0.9625	-0.4756	-0.4004	-0.0452
V32.T96.30	1819.06	0.1416	0.1370	-0.9599	-0.4767	-0.4135	-0.0481
V32.Q96.06	1815.47	0.1444	0.1378	-0.9583	-0.4704	-0.4212	-0.0452
V32.Q96.30	1818.91	0.1417	0.1364	-0.9598	-0.4769	-0.4139	-0.0433
V32.Q48.06	1822.34	0.1391	0.1352	-0.9613	-0.4767	-0.4065	-0.0420
V32.Q48.30	1799.69	0.1567	0.1399	-0.9509	-0.4772	-0.4546	-0.0495
V22.Q24.06	1434.53	0.4297	0.4032	-0.6308	-0.3858	-0.9717	-0.5240
V22.Q24.30	1211.25	0.5806	0.5799	-0.3258	-0.2857	-0.9589	-0.8335
V22.D12.06	1279.38	0.5362	0.4071	-0.4249	-0.3793	-0.9919	-0.5227
V22.D12.30	1224.38	0.5722	0.5800	-0.3452	-0.2855	-0.9672	-0.8332
V21.F30.06	1084.84	0.6585	0.5625	-0.1329	-0.2847	-0.8334	-0.7509
V21.F30.30	1085.47	0.6581	0.6546	-0.1339	-0.1301	-0.8343	-0.8065
V23.T75.06	596.56	0.8922	0.7951	0.5921	0.4775	0.1644	0.3565
V23.T75.30	420.78	0.9459	0.9410	0.7894	0.7796	0.9914	0.5361
V23.T12.06	1728.28	0.2118	0.3562	-0.9103	-0.4320	-0.5974	-0.1827
V23.T12.30	1727.81	0.2122	0.1967	-0.9100	-0.7626	-0.5983	-0.3788
V29.Q96.06	1756.41	0.1902	0.1777	-0.9277	-0.4687	-0.5429	-0.0571
V29.Q96.30	1767.81	0.1814	0.1733	-0.9342	-0.4698	-0.5202	-0.0482
V29.Q72.06	1771.41	0.1786	0.1799	-0.9362	-0.4644	-0.5129	-0.0562
V29.Q72.30	1754.38	0.1917	0.1796	-0.9265	-0.4650	-0.5470	-0.0583
F.1	1252.19	0.5541	0.4630	-0.3859	0.0708	-0.9818	0.1627
F.2	1207.19	0.5832	0.4862	-0.3197	0.0547	-0.9562	0.0704
M.1	1297.66	0.5241	0.4119	-0.4507	0.0852	-0.9965	0.0963
M.2	1402.97	0.4519	0.3476	-0.5916	0.0668	-0.9866	0.0490
MCLAS.1	762.50	0.8260	0.8074	0.3645	0.4180	-0.2239	0.0689
MCLAS.2	562.50	0.9040	0.8945	0.6344	0.6227	0.2430	0.2629
MPOP.1	777.03	0.8195	0.8010	0.3431	0.4312	-0.2571	0.1083
MPOP.2	931.72	0.7440	0.7161	0.1070	0.2477	-0.5847	-0.0770

Tabela 2.4: Valores medidos e ρ_i -senóide de autocorrelação normalizada para sinais de modems.

Com relação a ρ_2 e ρ_3 , embora seus valores em módulo não sejam conclusivos, observa-se que são negativos para dados e positivos para voz. Uma exceção é o caso de sinal de modem V.23 transmitindo 75 bits por segundo com portadora de 420 Hz.

Certamente os sinais de modems não são senóides puras, mas possuem grande semelhança com elas no que diz respeito aos valores de ρ_1 . Para ρ_2 e ρ_3 , a maior diferença entre valores ρ_i -senóide e medidos ocorre para os arquivos V32.T96.06 e V29.Q72.06, que são sinais de modems V.32 e V.29, constituindo, portanto, dados a taxas mais altas. O tipo de modulação utilizada provavelmente faz com que a correlação entre amostras espaçadas de 2 ou 3 intervalos de amostragem seja diferente do valor que seria obtido para uma senóide pura com a frequência da portadora.

Para sinais de voz, os valores de ρ_1 medidos aproximam-se dos valores ρ_i -senóide. Para ρ_2 e ρ_3 isto não é verdadeiro, tendo sido obtidos valores medidos diferentes dos valores ρ_i -senóide não só em módulo como em polaridade.

Para música, as estimativas de frequência média forneceram valores abaixo de 1000 Hz, aproximando os valores medidos dos valores ρ_i -senóide principalmente para ρ_1 e ρ_2 .

Para melhor visualização da proximidade dos resultados, são apresentadas nas figuras 2.3, 2.4 e 2.5 as curvas de ρ_1 , ρ_2 e ρ_3 para senóides, juntamente com valores obtidos a partir das amostras dos sinais. Nos gráficos são mostrados de maneira diferenciada os pontos correspondentes a valores de ρ_i para sinais de modems e para sinais de voz e música.

Na análise destes resultados é preciso levar em conta a não estacionariedade destes sinais de voz. Os valores de ρ_1 , ρ_2 e ρ_3 mostrados na tabela 2.4 constituem média temporal (sobre 7 segundos) de valores obtidos em janelas de 256 amostras de sinal (correspondentes a 32 ms). Eles possuem grande variação que não é refletida na média, tornando difícil uma conclusão definitiva baseando-se apenas nesta média.

2.3.3 Limitação dos Arquivos

Observou-se que os valores de cruzamentos de zero e autocorrelação obtidos para os arquivos com atenuação de 6 dB e 30 dB não apresentaram grandes diferenças entre si. Optou-se então pela utilização dos arquivos de sinais de modems com atenuação de 30 dB. Além de terem apresentado valores mais próximos dos esperados para cruzamentos de zero e autocorrelação, aproximam-se mais de uma situação real

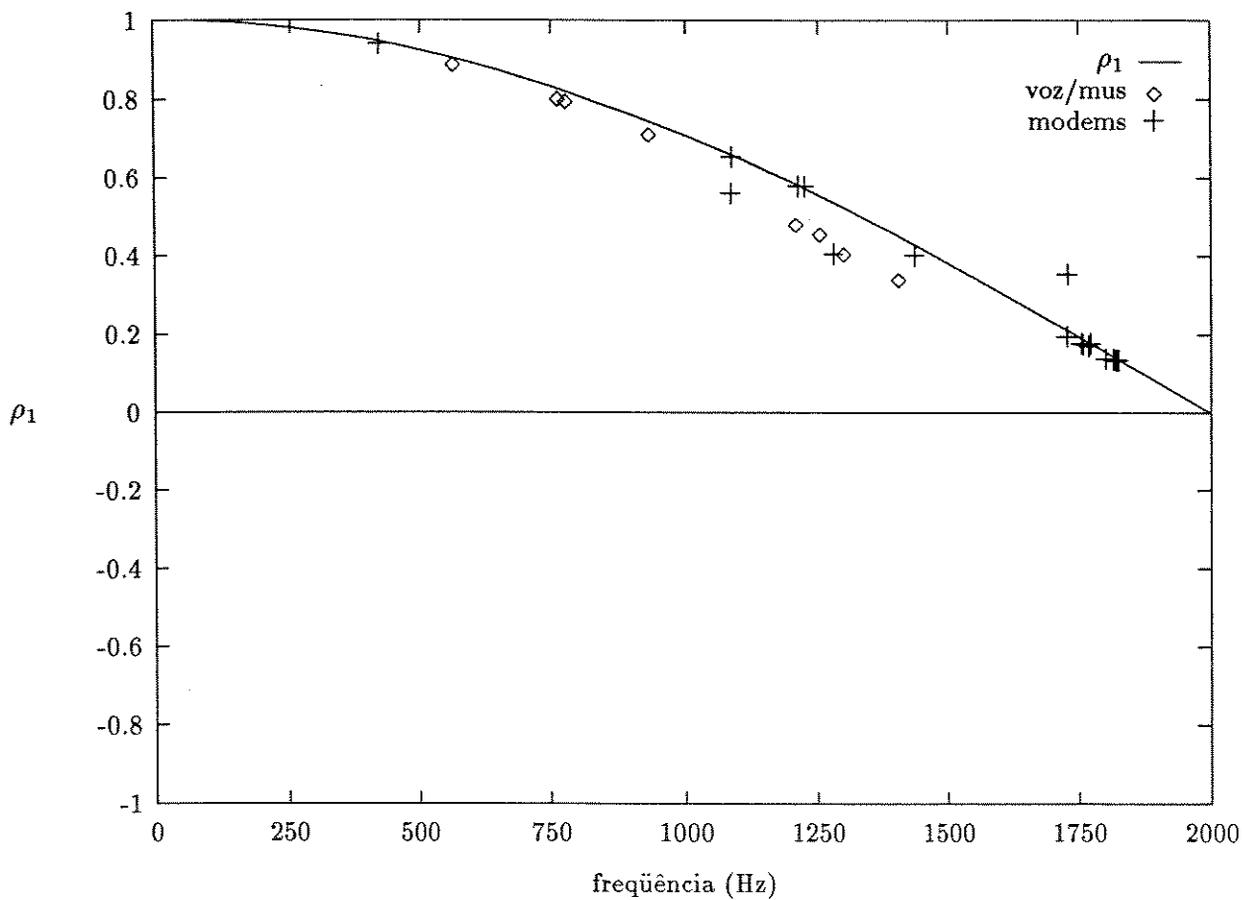


Figura 2.3: Correlação espaçada de uma amostra para ondas senoidais em comparação com valores experimentais.

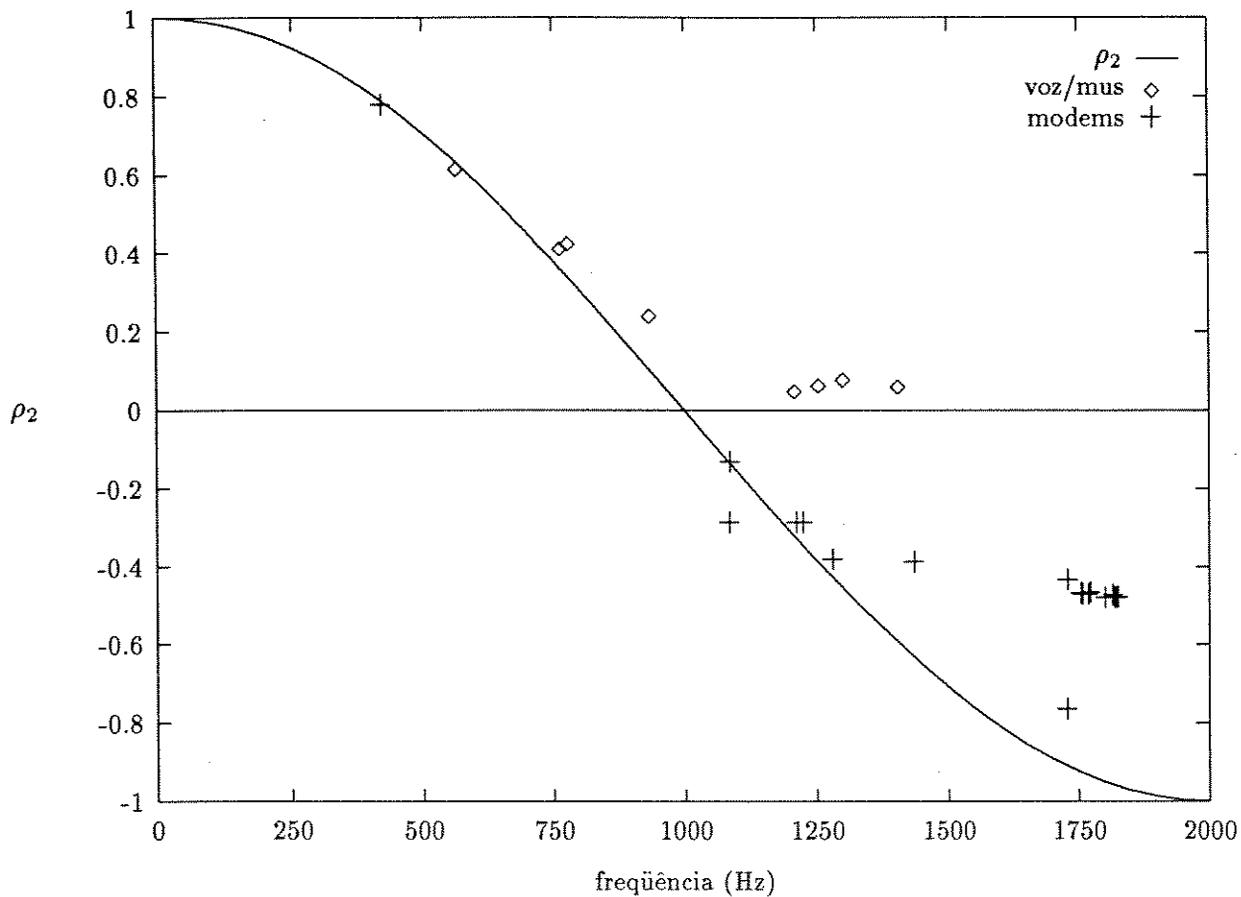


Figura 2.4: Correlação espaçada de duas amostras para ondas senoidais em comparação com valores experimentais.

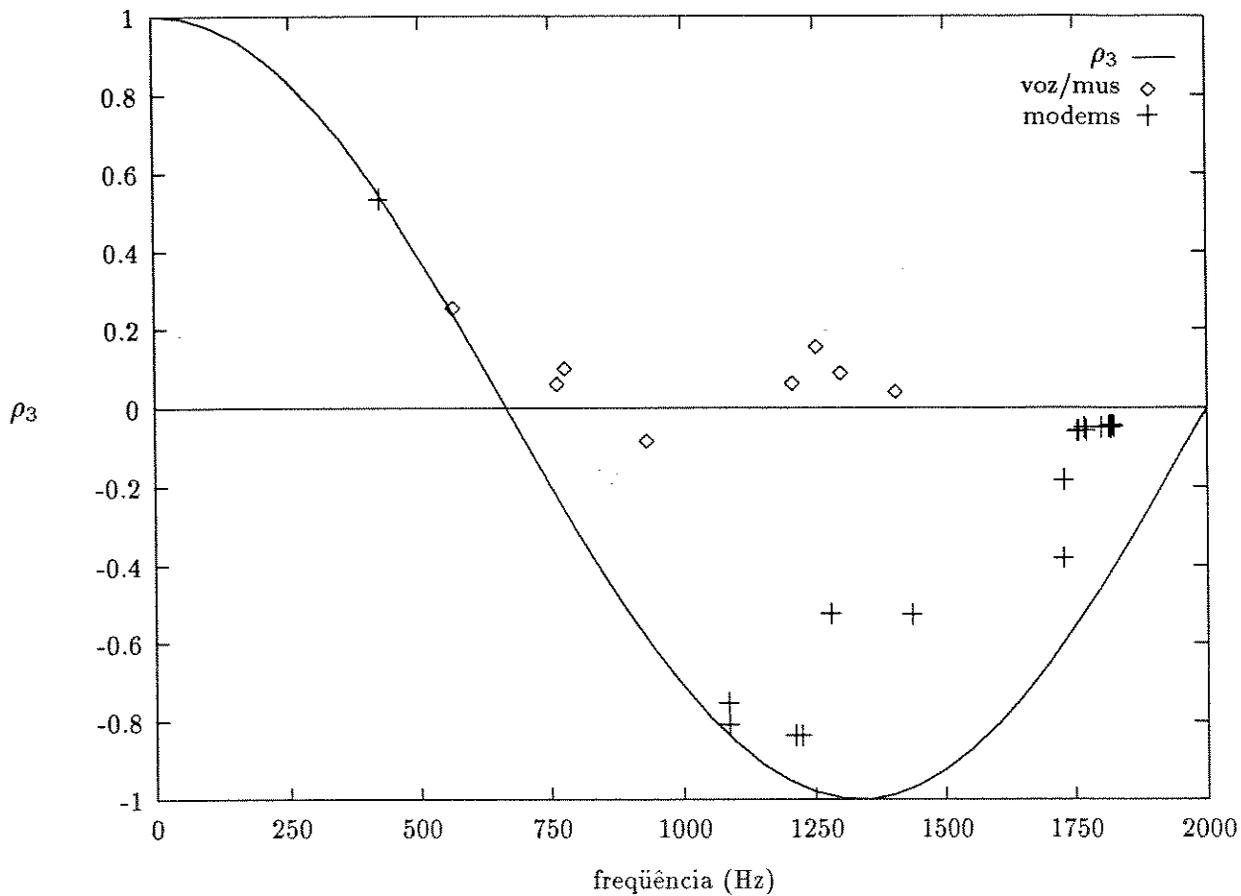


Figura 2.5: Correlação espaçada de três amostras para ondas senoidais em comparação com valores experimentais.

(os sinais de modems transmitidos em linhas reais apresentam atenuação bem maior que 6 dB).

Portanto, a partir de agora o conjunto de arquivos de sinais de modems a ser utilizado será o mostrado na tabela 2.5, sendo todos amostrados a 8 kHz, com 30 dB de atenuação e duração de cerca de 10 segundos.

Para sinais de voz e música será utilizado o conjunto de arquivos mostrados na tabela 2.6 com duração aproximada de 7 segundos cada um e tendo sido todos amostrados a 8 kHz.

2.4 Manipulações Preliminares Sobre a Base de Dados

Os resultados de cruzamentos de zero obtidos para todos os arquivos estão mostrados na tabela 2.2. O valor de N_z mostrado corresponde, em cada caso, ao valor médio obtido para o número total de blocos de 32 ms mostrado na última coluna. O número médio de cruzamentos de zero N_z e sua variância σ_z^2 são calculados conforme expressões 2.2 e 2.3.

Os valores de cruzamentos de zero, vistos separadamente, não conseguem indicar o tipo de sinal em análise. Entretanto, considerando sua variância, pode-se chegar a resultados mais conclusivos. Isto pode ser visto nos histogramas das figuras 2.6 a 2.15 que mostram a dispersão dos valores de cruzamentos de zero para arquivos de voz, música e sinais de modems. Nestes histogramas, cada barra representa variação de 5 cruzamentos de zero por 32 ms.

No caso de sinal de modem V.32, mais de 50 % dos valores de cruzamentos de zero obtidos em janelas de 32 ms estão entre 110 e 120 (figura 2.6). Para sinal de modem V.29, nota-se que aproximadamente a mesma percentagem dos valores de cruzamentos de zero está no intervalo de 105 a 115, uma faixa um pouco abaixo da faixa obtida para V.32 (figura 2.10). Isto é de se esperar, já que a frequência da portadora para V.29 é 100 Hz abaixo da portadora para V.32.

Para sinais de modems V.22 (figura 2.7), observa-se uma dispersão menor dos valores de cruzamentos de zero, estando mais de 75 % dos valores na faixa de 75 a 85 cruzamentos de zero para cada bloco de 32 ms.

Os menores espalhamentos dos valores de cruzamentos de zero para sinais de modems são observados para os casos de sinais de modems V.21 e V.23, ou seja, os modems de taxas mais baixas. Para V.21, todos os valores de cruzamentos

Nome do arquivo	série V CCITT	modulação/ Taxa de bits	padrão transmitido	portadora (Hz)	nº de blocos de 32 ms
V32.T96.30	V.32	Treliça - 9600 bps	511	1800	310
V32.Q96.30	V.32	QAM - 9600 bps	511	1800	310
V32.Q48.30	V.32	QAM - 4800 bps	511	1800	310
V22.Q24.30	V.22 bis	QAM - 9600 bps	511	1200	310
V22.D12.30	V.22	DPSK - 1200 bps	511	1200	310
V21.F30.30	V.21	FSK - 300 bps	fox ^a	1080	310
V23.T75.30	V.23	FSK - 75 bps	fox	420	310
V23.T12.30	V.23	FSK - 1200 bps	fox	1700	310
V29.Q96.30	V.29	QAM - 9600 bps	511	1700	310
V29.Q72.30	V.29	QAM - 7200 bps	511	1700	310

Tabela 2.5: Descrição dos arquivos de sinais de modems.

nome do arquivo	conteúdo	nº de blocos de 32ms
F.1	voz feminina	229
F.2	voz feminina	220
M.1	voz masculina	235
M.2	voz masculina	235
MCLAS.1	música clássica	292
MCLAS.2	música clássica	292
MPOP.1	música popular	292
MPOP.2	música popular	292

Tabela 2.6: Descrição dos arquivos de voz/música.

^aO padrão fox, também gerado pelo mesmo equipamento que gera o pseudo-aleatório 511, é utilizado para teste de modems a baixas taxas.

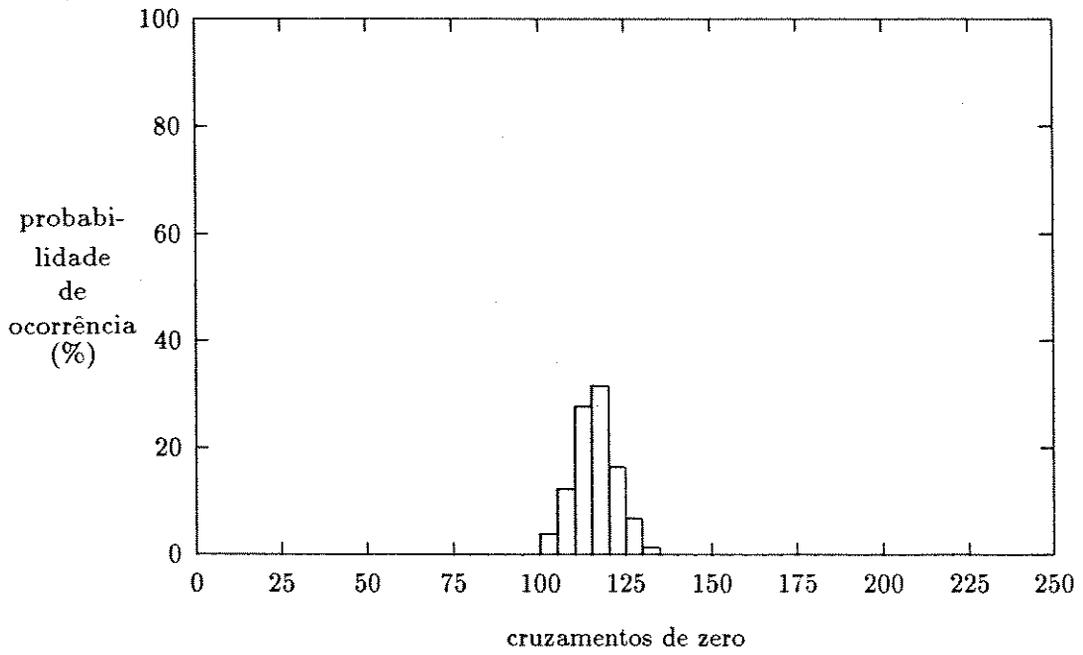


Figura 2.6: Histograma para cruzamentos de zero de modem V.32 (arquivo V32.T96.30).

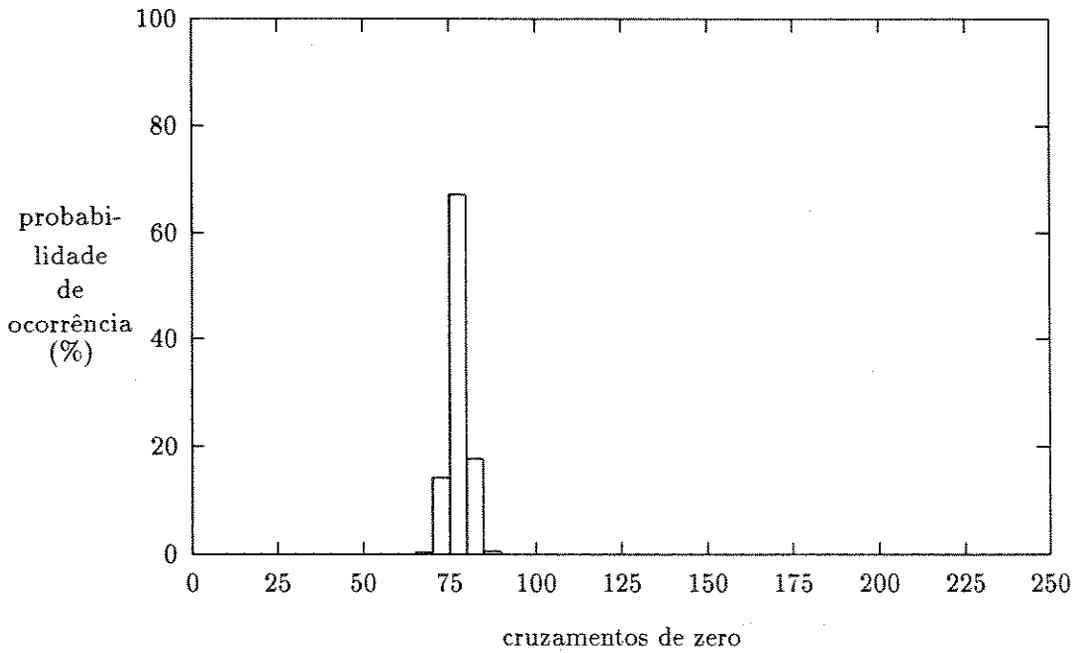


Figura 2.7: Histograma para cruzamentos de zero de modem V.22 (arquivo V22.D12.30).

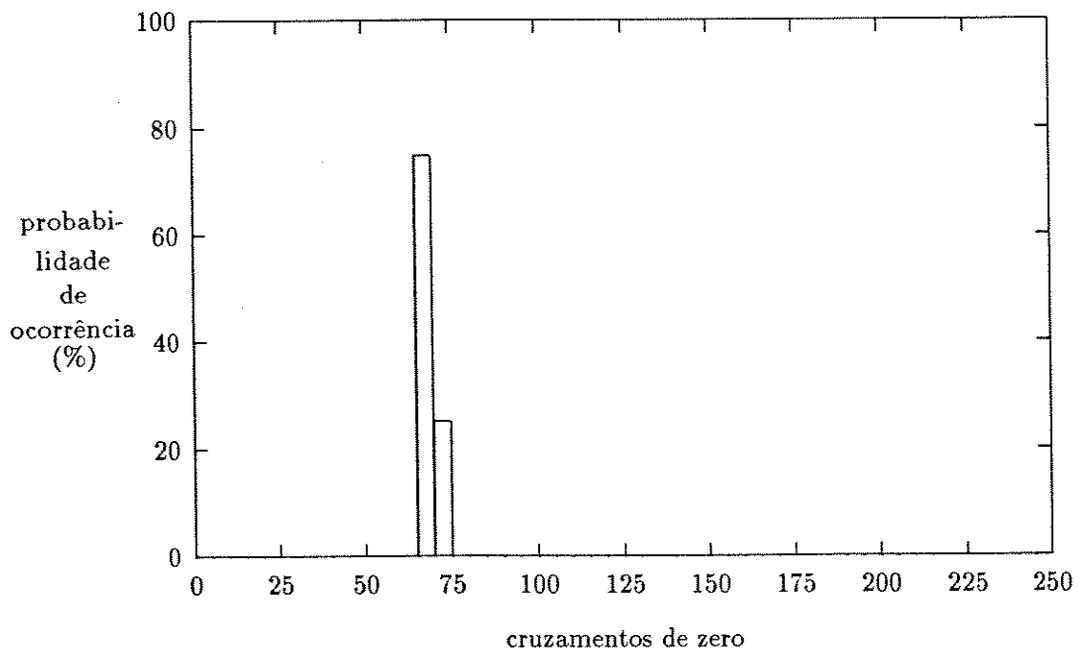


Figura 2.8: Histograma para cruzamentos de zero de modem V.21 (arquivo V21.F30.30).

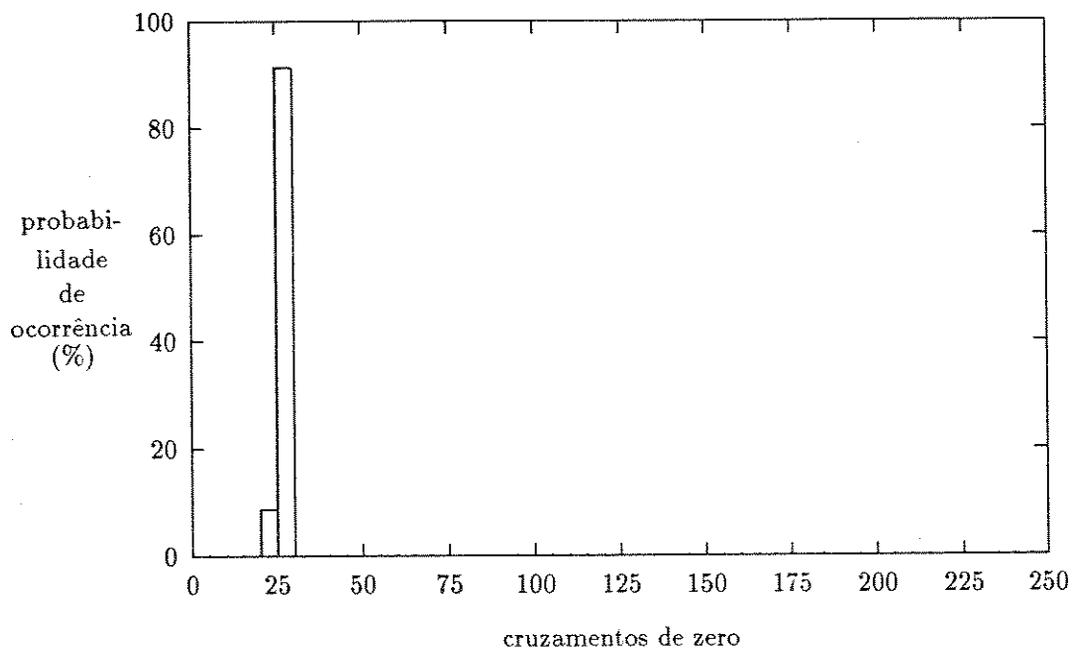


Figura 2.9: Histograma para cruzamentos de zero de modem V.23 (arquivo V23.T75.30).

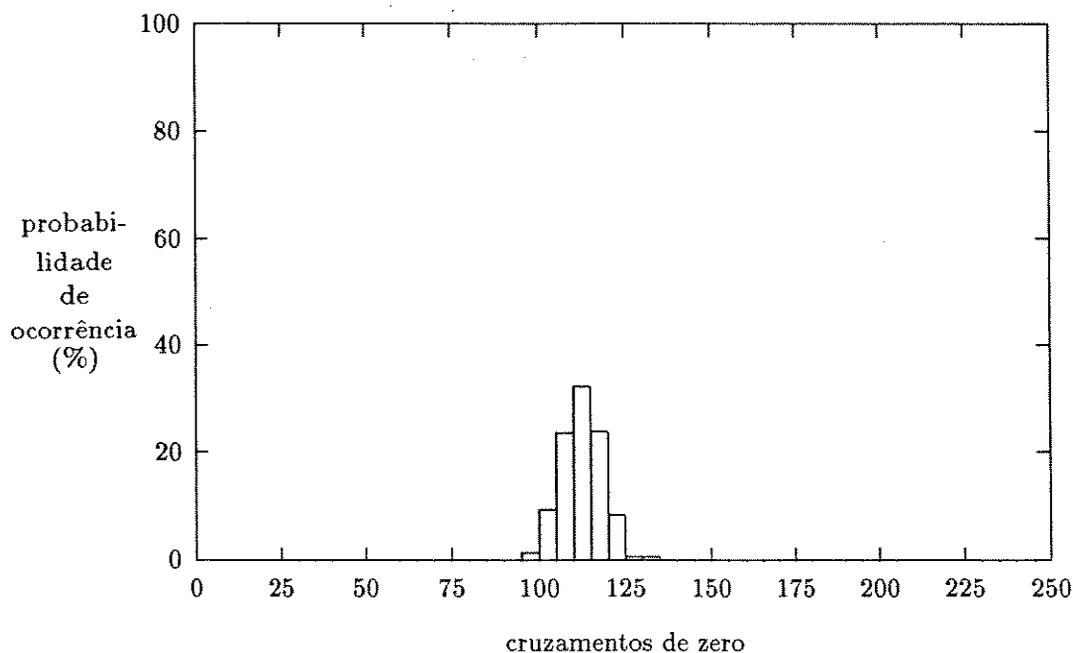


Figura 2.10: Histograma para cruzamentos de zero de modem V.29 (V29.Q96.30).

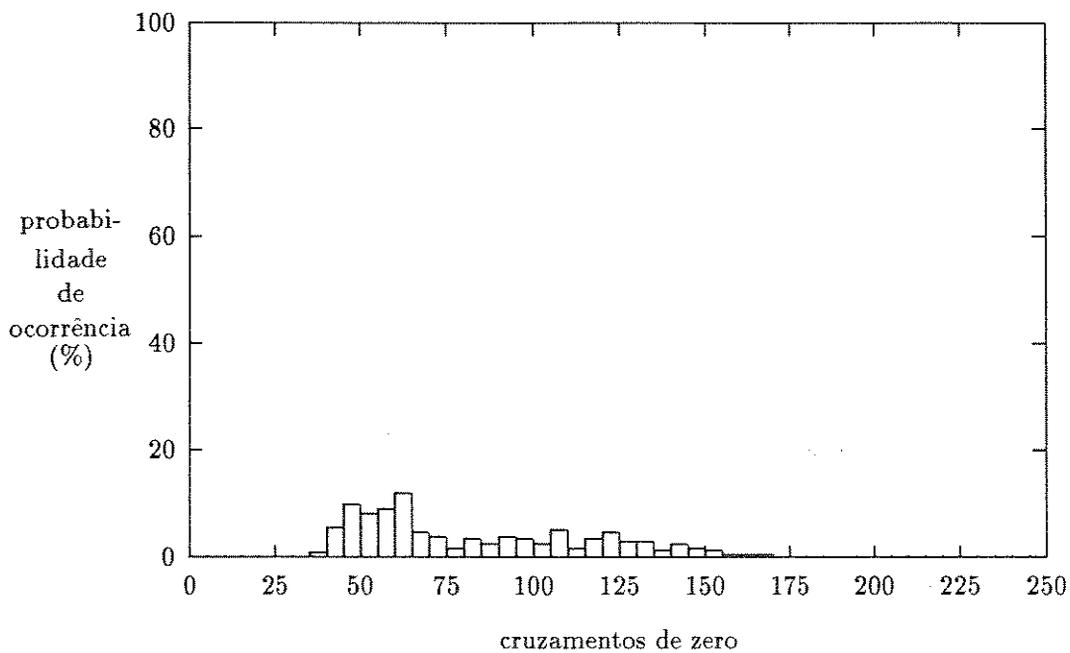


Figura 2.11: Histograma para cruzamentos de zero de voz masculina (arquivo M.1).

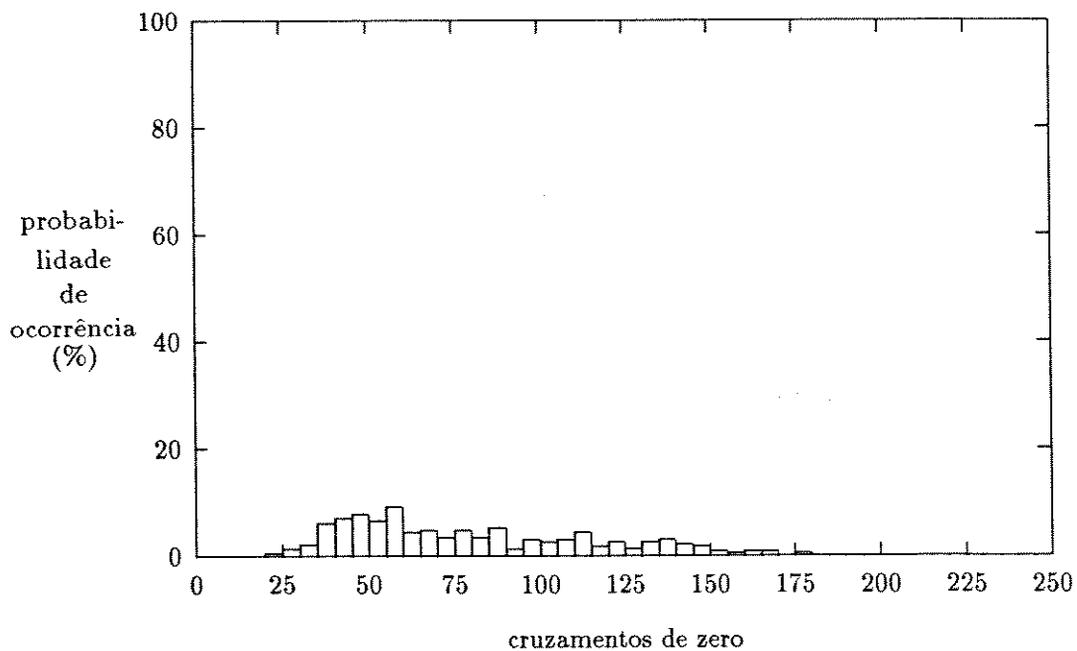


Figura 2.12: Histograma para cruzamentos de zero de voz feminina (arquivo F.2).

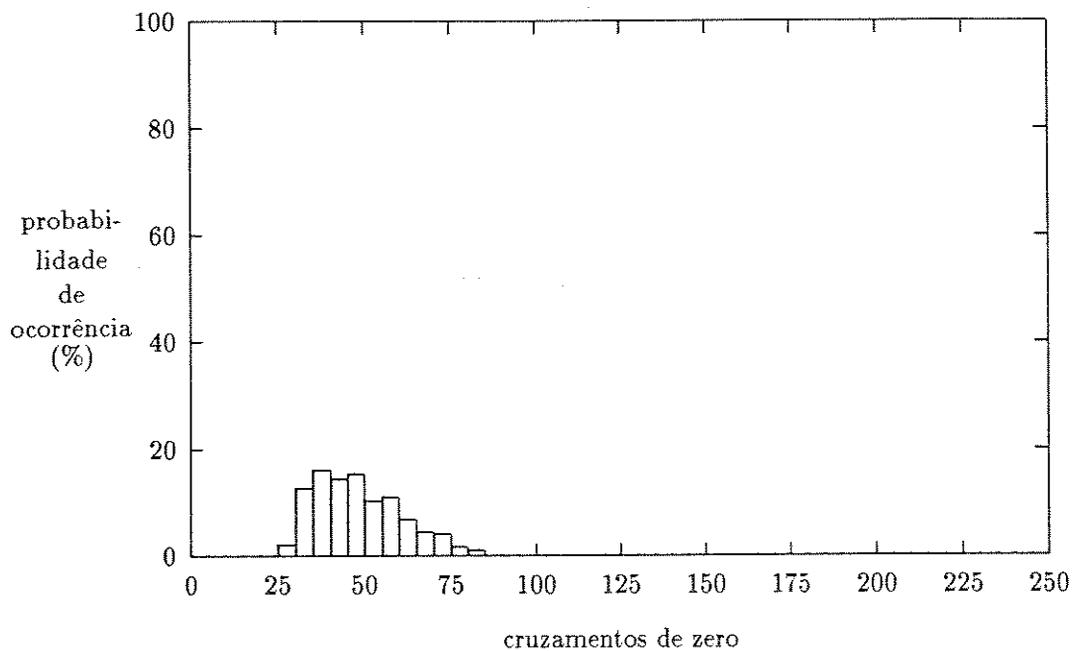


Figura 2.13: Histograma para cruzamentos de zero de música clássica (arquivo MCLAS.1).

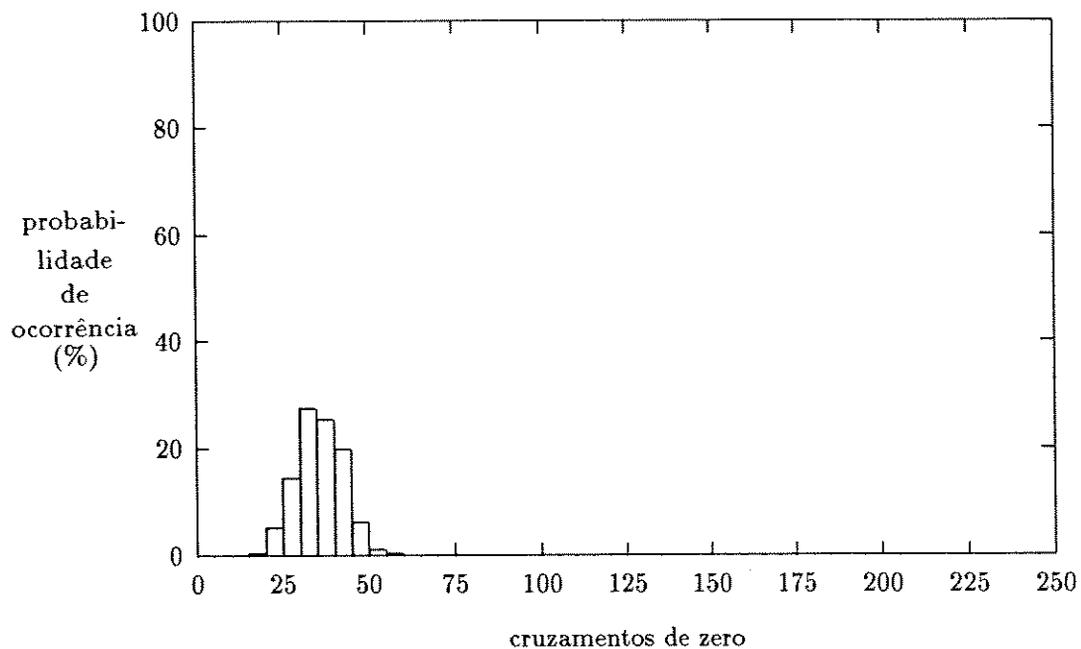


Figura 2.14: Histograma para cruzamentos de zero de música clássica (MCLAS.2).

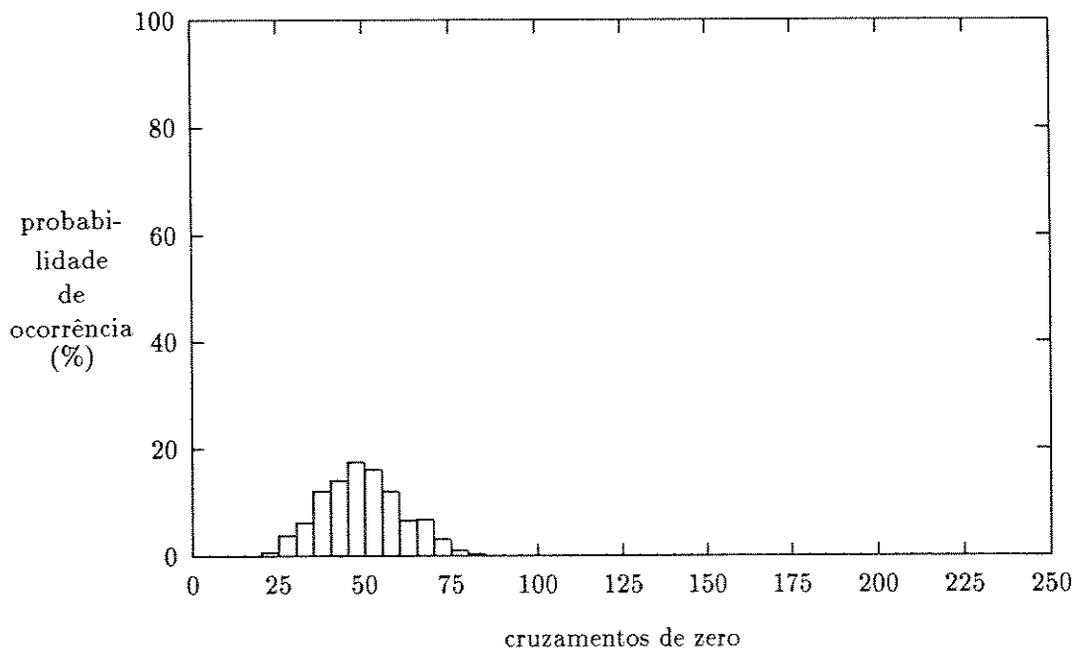


Figura 2.15: Histograma para cruzamentos de zero de música popular (MPOP.1).

de zero computados encontram-se na faixa de 65 a 75 cruzamentos por bloco de 32 ms (figura 2.8). Para V.23 (figura 2.9), a faixa que concentra os valores de cruzamentos de zero é a de 20 a 30, estando porém mais de 90 % dos valores entre 25 e 30. Pode-se dizer que sinais de modems a taxas mais baixas têm comportamento semelhante ao de uma senóide de frequência próxima da frequência da portadora, sendo isto decorrência do próprio tipo de modulação utilizada nestes casos.

Para voz, o comportamento dos valores de cruzamentos de zero difere do comportamento para sinais de modems. Observa-se uma dispersão muito maior dos valores, praticamente não havendo uma região predominante de ocorrência de valores de cruzamentos de zero. Para a maioria dos arquivos utilizados, os valores variam de 20 a 200, podendo até ultrapassar estes valores.

Para os arquivos de música, tanto clássica como popular, observa-se um espalhamento razoável dos valores de N_z , apesar de não ser tão grande como para sinais de voz. O espalhamento dos valores é ligeiramente menor para o arquivo que contém música de piano (figura 2.14).

Parâmetro α

Define-se um parâmetro α , que corresponde ao quociente da divisão do número médio de cruzamentos de zero N_z por seu desvio padrão σ_z :

$$\alpha = \frac{N_z}{\sigma_z} \quad (2.9)$$

O parâmetro α dá boa indicação da dispersão dos valores de cruzamentos de zero. A fim de estudar esta dispersão, calculou-se α para todos os arquivos. O número de cruzamentos de zero utilizado é a média obtida para 300 janelas de 32 ms (conforme expressão 2.2) e o desvio padrão σ_z é a raiz quadrada da variância obtida através da expressão 2.3. Os valores de α são mostrados na tabela 2.7.

Devido à menor dispersão de valores de N_z , o parâmetro α é maior para sinais de modems. Para sinais de voz e música, o espalhamento de cruzamentos de zero faz com que os valores de α sejam pequenos quando comparados aos valores de α para sinais de modems.

É importante observar que os valores de α mostrados na tabela 2.7 são valores obtidos através de N_z e σ_z médios sobre 10 segundos de sinal. Para o caso de sinais de modems, o valor médio de cruzamentos de zero os caracteriza pois o espalhamento

desses valores é pequeno. Para o caso de sinais de voz e música, a variância dos valores de cruzamentos de zero é grande, portanto o valor de N_z utilizado no cálculo de α não chega a caracterizar exatamente estes sinais.

Observando a tabela 2.7 verifica-se que é possível escolher um limiar adequado para α e utilizá-lo na decisão a ser tomada sobre o tipo de sinal. Os valores constantes da tabela foram obtidos após análise de cerca de 10 segundos para o caso de sinais de modems e música e 7 segundos para o caso de sinais de voz. É desejável, entretanto, que não seja preciso analisar 10 segundos de sinal para se concluir de que tipo de sinal se trata. Logo é preciso diminuir o tempo de análise, ou seja, utilizar N_z e σ_z médios obtidos em tempo menor.

Reduziu-se o tempo de análise até 64 ms e observou-se que ainda assim é possível conseguir um limiar que separe razoavelmente os sinais de modems dos sinais de voz e música. Apesar da grande variância dos valores de N_z para voz, obtêm-se quase sempre baixos valores para o parâmetro α .

Na tabela 2.8 são mostrados os valores do parâmetro α para tempos de análise diferentes. Para sinais de modems, pode-se observar que os valores obtidos para o parâmetro α sofrem pouca alteração à medida que se diminui o tempo analisado. Para sinais de voz/música existe uma sensibilidade maior do parâmetro α em relação ao tempo em que se analisam os cruzamentos de zero. A separação dos valores obtidos para voz e dos valores obtidos para modems fica mais clara quando se analisam os cruzamentos de zero por mais tempo. Apesar de apresentarem maior variação em relação aos valores obtidos em 3.2 s, os valores do parâmetro α obtidos em 320 ms para sinais de voz permitem que se defina um limiar que os separe dos valores do parâmetro α obtidos para modems no mesmo intervalo.

O parâmetro α é importante por ser obtido de maneira simples e possibilitar uma boa separação dos sinais estudados. No capítulo 4, o parâmetro α será utilizado efetivamente nos algoritmos de discriminação de sinais.

Este trabalho pressupõe que precedendo o uso de qualquer um dos algoritmos propostos é realizada de alguma forma a detecção de atividade, de forma que os sinais presentes nos canais tenham nível adequado que permita o estudo de suas características e posterior discriminação.

Arquivo	N_z	σ_z	α	tipo de sinal
V32.T96.06	116.81	6.27	18.64	dados
V32.T96.30	116.42	6.37	18.29	dados
V32.Q96.06	116.19	6.63	17.51	dados
V32.Q96.30	116.41	6.13	18.98	dados
V32.Q48.06	116.63	6.68	17.47	dados
V32.Q48.30	115.18	6.46	17.82	dados
V22.Q24.06	91.81	5.42	16.95	dados
V22.Q24.30	77.52	2.64	29.34	dados
V22.D12.06	81.88	3.05	26.88	dados
V22.D12.30	78.36	2.76	28.42	dados
V21.F30.06	69.43	2.23	31.14	dados
V21.F30.30	69.47	2.07	33.50	dados
V23.T75.30	26.93	1.05	25.56	dados
V23.T12.06	110.61	3.50	31.58	dados
V23.T12.30	110.58	3.51	31.47	dados
V29.Q96.06	112.41	6.45	17.44	dados
V29.Q96.30	113.14	6.21	18.23	dados
V29.Q72.06	113.37	6.49	17.46	dados
V29.Q72.30	112.28	6.06	18.61	dados
F.1	80.14	35.96	2.23	voz
F.2	77.26	31.68	2.44	voz
M.1	83.05	33.07	2.51	voz
M.2	89.79	41.92	2.14	voz
MCLAS.1	48.80	12.53	3.89	música
MCLAS.2	36.00	6.66	5.40	música
MPOP.1	49.73	11.62	4.28	música
MPOP.2	59.63	18.88	3.16	música

Tabela 2.7: Cruzamentos de zero, desvio padrão e parâmetro α (janela de 32 ms).

Arquivo	α (3.2 s)	α (1.6 s)	α (800 ms)	α (320 ms)
V32.T96.30	19.26	18.89	16.27	15.95
V32.Q96.30	19.29	20.01	18.87	17.82
V32.Q48.30	17.71	19.44	17.38	15.70
V22.Q24.30	29.64	31.45	30.11	37.68
V22.D12.30	24.44	25.40	28.29	30.61
V21.F30.30	44.27	42.73	41.46	57.27
V23.T75.30	24.10	25.11	28.97	38.43
V23.T12.30	40.97	40.72	40.10	40.19
V29.Q96.30	19.79	21.46	23.95	25.58
V29.Q72.30	18.50	17.85	17.05	12.95
F.1	2.11	2.47	2.49	2.87
F.2	2.47	2.75	3.49	5.81
M.1	2.52	2.82	2.93	2.77
M.2	2.39	2.57	2.34	2.02
MCLAS.1	4.13	4.12	5.57	8.00
MCLAS.2	5.45	4.93	5.31	4.56
MPOP.1	4.79	5.62	4.91	6.67
MPOP.2	3.67	4.58	7.47	7.59

Tabela 2.8: Valores do parâmetro α para intervalos de tempo diferentes.

Capítulo 3

Teoria de Cruzamentos de Zero

3.1 Introdução

Neste capítulo discute-se a teoria de cruzamentos de zero como ferramenta possível para caracterização de sinais de diferentes categorias que podem povoar o espectro de áudio.

Ao longo do capítulo ficará demonstrado que a densidade de cruzamentos de zero está intimamente relacionada com parâmetros bem conhecidos dos diferentes sinais, tais como frequências de portadoras, taxas de símbolos e desvios de frequência (modems) ou, ainda, com a correlação entre amostras contíguas (voz/modems).

Estudos sobre as características estatísticas da densidade de cruzamentos de zero apareceram com destaque na década de 50, durante o desenvolvimento da teoria de detecção de sinais FM na presença de ruído. Stumpers [1958] desenvolveu a teoria de ruído FM usando um processo de cruzamentos de zero. O detector FM é suposto ser um dispositivo cuja saída é uma medida do número médio de cruzamentos de zero. Para um estágio de Frequência Intermediária (FI) de faixa estreita, mostra-se que a saída deste detector é a frequência instantânea do sinal. O processo de detecção é simplesmente um processo de contagem do número de zeros em um determinado intervalo.

Neste capítulo dois métodos básicos são utilizados: o da autocorrelação de polaridades e o do processo de cruzamentos de nível zero.

No método de autocorrelação de polaridades relaciona-se o número médio de cruzamentos de zero ao coeficiente de autocorrelação entre amostras sucessivas. É um método que pode ser utilizado para sinais aleatórios gaussianos em geral, sejam

eles de faixa larga ou faixa estreita, desde que sejam estacionários.

Para o método do processo de cruzamentos de zero, utilizam-se equações gerais desenvolvidas por Papoulis [1984] e modelam-se vários processos encontrados em comunicações via modems, especificamente processos QAM, MPSK e FSK. Resultados muito interessantes são obtidos.

3.2 Método da Autocorrelação de Polaridades

Seja $x(t)$ um sinal estacionário e gaussiano e sejam suas amostras tomadas separadas de k intervalos de amostragem.

Considerando duas amostras distintas como duas variáveis aleatórias tem-se:

$$\begin{aligned} x_1 = x(n) & : \text{amostra no instante } nT_s \\ x_2 = x(n+k) & : \text{amostra no instante } (n+k)T_s \end{aligned}$$

onde T_s é o inverso da frequência de amostragem.

A densidade de probabilidade conjunta de x_1 e x_2 é dada por uma distribuição gaussiana bivariada:

$$p(x_1, x_2) = \frac{1}{2\pi\sigma_x^2(1-\rho^2)^{\frac{1}{2}}} e^{-\left[\frac{x_1^2+x_2^2-2\rho x_1x_2}{2\sigma_x^2(1-\rho^2)}\right]} \quad (3.1)$$

onde σ_x^2 é a potência do processo $x(t)$ e

$$\rho = \rho_x(k) = \frac{R_x(k)}{R_x(0)}$$

é a função de autocorrelação normalizada de $x(t)$.

Para variáveis normalizadas $y_1 = x_1/\sigma_x$ e $y_2 = x_2/\sigma_x$, tem-se:

$$p(y_1, y_2) = \frac{1}{2\pi(1-\rho^2)^{\frac{1}{2}}} e^{-\left[\frac{y_1^2+y_2^2-2\rho y_1y_2}{2(1-\rho^2)}\right]} \quad (3.2)$$

pois $\sigma_y^2 = 1$.

Deseja-se calcular a correlação entre as polaridades de amostras separadas de kT_s segundos, ou seja:

$$R_p(k) = E\{\text{sgn}(y_1)\text{sgn}(y_2)\}, \quad (3.3)$$

onde $\text{sgn}(y) = 1$ para $y \geq 0$ e -1 caso contrário.

Observar que $R_p(k)$ calculado com a variável $y(t)$ é idêntico a $R_p(k)$ calculado com $x(t)$, pois a normalização de amplitude não afeta a correlação de polaridades.

Tem-se então:

$$R_p(k) = \frac{1}{2\pi(1-\rho^2)^{\frac{1}{2}}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{sgn} y_1 \operatorname{sgn} y_2 e^{-\left[\frac{y_1^2+y_2^2-2\rho y_1 y_2}{2(1-\rho^2)}\right]} dy_1 dy_2 \quad (3.4)$$

Sejam agora R e θ duas novas variáveis, tais que:

$$\begin{aligned} y_1 &= R \cos(\theta + \alpha) \\ y_2 &= R \cos(\theta - \alpha), \end{aligned}$$

onde $\rho = \cos 2\alpha$, ou ainda $\sin 2\alpha = \sqrt{1-\rho^2}$.

O determinante do Jacobiano é:

$$|\tilde{J}| = \begin{vmatrix} \frac{\partial y_1}{\partial R} & \frac{\partial y_1}{\partial \theta} \\ \frac{\partial y_2}{\partial R} & \frac{\partial y_2}{\partial \theta} \end{vmatrix}$$

$$|\tilde{J}| = -R \cos(\theta + \alpha) \sin(\theta - \alpha) + R \cos(\theta - \alpha) \sin(\theta + \alpha) = R \sin 2\alpha = R(1-\rho^2)^{\frac{1}{2}}$$

Então a integral $R_p(k)$ será dada por:

$$R_p(k) = \frac{1}{2\pi(1-\rho^2)^{\frac{1}{2}}} \int_0^{2\pi} \operatorname{sgn}[R \cos(\theta + \alpha)] \operatorname{sgn}[R \cos(\theta - \alpha)] d\theta \int_0^R R(1-\rho^2)^{\frac{1}{2}} e^{-\frac{R^2}{2}} dR \quad (3.5)$$

pois $y_1^2 + y_2^2 - 2\rho y_1 y_2 = R^2(1-\rho^2)$.

Como $R \geq 0$, tem-se que:

$$\begin{aligned} \operatorname{sgn}[R \cos(\theta + \alpha)] \operatorname{sgn}[R \cos(\theta - \alpha)] &= \operatorname{sgn}[\cos(\theta + \alpha) \cos(\theta - \alpha)] = \\ &= \operatorname{sgn}[\cos 2\alpha + \cos 2\theta] = \operatorname{sgn}[\rho + \cos 2\theta] \end{aligned}$$

Além disso,

$$\int_0^{\infty} R e^{-\frac{R^2}{2}} dR = 1$$

Logo,

$$\begin{aligned} R_p(k) &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \operatorname{sgn}[(\rho + \cos 2\theta)] d\theta = \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \operatorname{sgn}(\rho + \cos u) du = u_0 - (\pi - u_0) = 2u_0 - \pi \quad (\text{ver figura 3.1}). \end{aligned}$$

De acordo com a figura 3.1, $u_0 = \arccos(-\rho) = \frac{\pi}{2} + \arcsin \rho$, de modo que a solução da integral é:

$$R_p(k) = \frac{1}{\pi} [\pi + 2 \arcsin \rho - \pi] = \frac{2}{\pi} \arcsin \rho \quad (3.6)$$

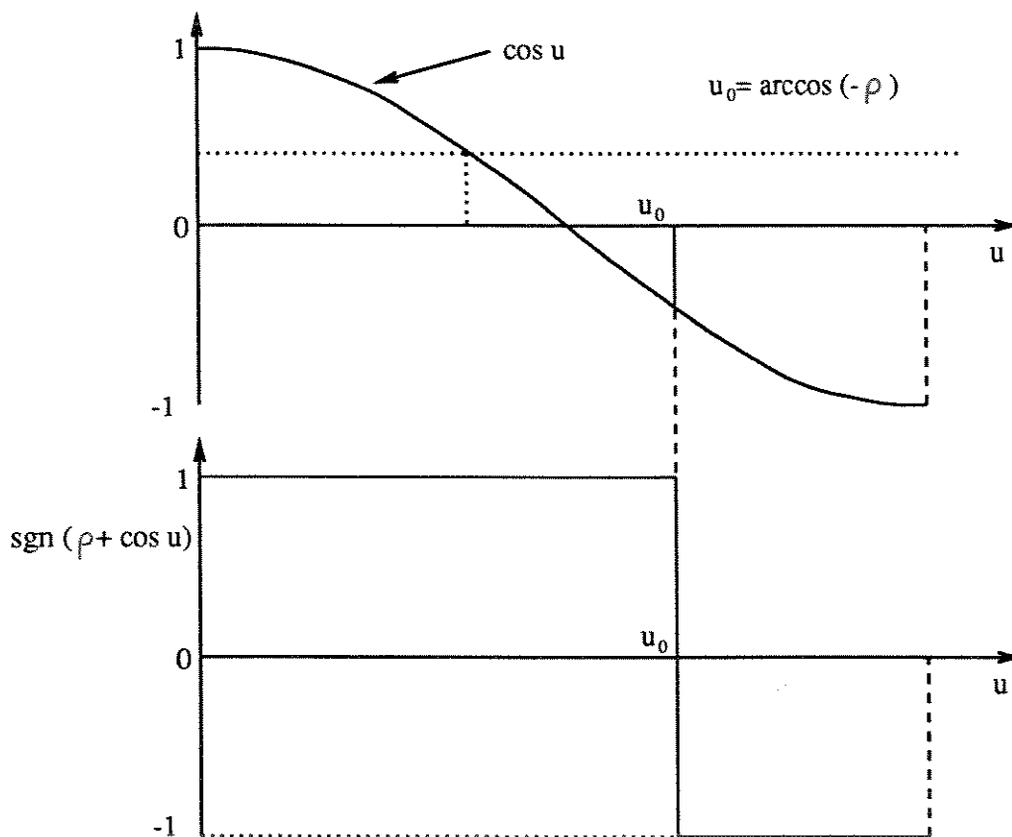


Figura 3.1: Resultado da integral de $R_p(k)$.

Esta expressão é conhecida como a “lei do arco seno”, e constitui a autocorrelação do circuito conhecido como “Hard Limiter” [Lawson e Uhlénbeck, 1950].

Este resultado será agora aplicado para determinação do número de cruzamentos de zero da variável $x(t)$.

Para as variáveis escolhidas $x_1 = x(n)$ e $x_2 = x(n + k)$ tem-se, como já comentado,

$$R_p(k) = E\{\text{sgn}[y_1] \text{sgn}[y_2]\} = E\{\text{sgn}[x(n)] \text{sgn}[x(n + k)]\} \tag{3.7}$$

De acordo com o teorema da amostragem, um sinal $x(t)$ de faixa $f_s/2$ deve ser amostrado por uma freqüência de no mínimo f_s para que possa ser recuperado posteriormente. Quando o sinal $x(t)$ é uma senóide de freqüência $f_s/2$ (que será a máxima possível para amostragem a f_s amostras por segundo), ao tomar amostras separadas de $\frac{1}{f_s}$, garante-se ainda a contagem de todos os cruzamentos de zero. Para

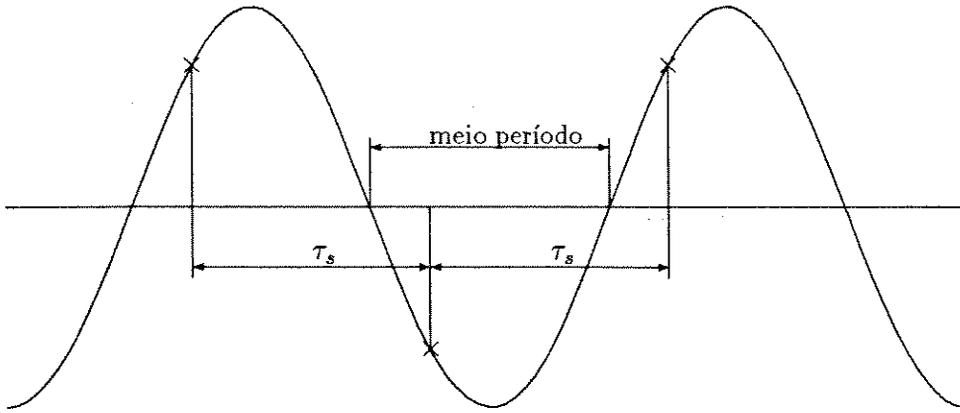


Figura 3.2: Amostragem de sinal senoidal com f_s amostras por segundo.

freqüências acima de $f_s/2$ não se pode garantir que amostras contíguas detectem **todos** os cruzamentos de zero da função $x(t)$ — a figura 3.2 ilustra este fato.

Para se obter a expressão desejada do número de cruzamentos de zero de $x(t)$ em um segmento de comprimento T , pode-se calcular a média no tempo. Sejam:

- N o número de amostras em um bloco de tamanho T segundos.
- N_z o número de pares de amostras que têm sinais contrários (ou seja, N_z é o número de cruzamentos de zero no bloco de tamanho T).

Para $k = 1$, tem-se:

$$\begin{aligned}
 R_p(k) &= \langle \text{sgn}[x(n)] \text{sgn}[x(n+k)] \rangle = \\
 &= \frac{1}{N} \{ \text{sgn } x(0) \text{sgn } x(1) + \text{sgn } x(1) \text{sgn } x(2) + \dots + \text{sgn } [x(N-2)] \text{sgn } [x(N-1)] \} = \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-1} \text{sgn } x(i-1) \text{sgn } x(i)
 \end{aligned}$$

Se existirem N_z cruzamentos de zero no intervalo T , aparecerão N_z produtos com sinal negativo. Como neste intervalo T existem, no total, $(N-1)$ produtos do tipo $\text{sgn } x(i-1) \text{sgn } x(i)$, então o resultado será:

$$R_p(k) = \frac{1}{N} \{ [(N-1) - N_z] \times (+1) + N_z \times (-1) \} = \frac{N-1-2N_z}{N} \quad (3.8)$$

Igualando-se a média estatística 3.6 com a média temporal 3.8, tem-se:

$$\frac{N - 1 - 2N_z}{N} = \frac{2}{\pi} \arcsin \rho_x(1) \quad (3.9)$$

Portanto, tira-se

$$N_z = \frac{1}{2} \left[N \left(1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \rho_x(1) \right) - 1 \right] \quad (3.10)$$

Na fórmula 3.10, o valor de N_z não precisa ser um inteiro, pois representa o número médio de cruzamentos de zero para um processo $x(t)$ estacionário em um intervalo T qualquer contendo N amostras.

Uma curva mostrando os valores de cruzamentos de zero N_z em função dos valores de autocorrelação entre amostras é mostrada na figura 3.3.

A expressão 3.10 de número de cruzamentos de zero N_z em função da autocorrelação ρ_x fornece resultados interessantes para $k = 1$, ou seja, para amostras sucessivas. Entretanto, para espaçamento entre amostras maior que um intervalo de amostragem, não é possível expressar a autocorrelação de polaridades R_p em função do número de cruzamentos de zero. Separando as amostras por 2 intervalos de amostragem pode-se perder cruzamentos de zero e estes eventos não são contados.

Tomando os valores de autocorrelação $\rho_x(1) = \rho_1$ medidos, a partir das amostras dos arquivos, pode-se usar a expressão 3.10 para obter valores “teóricos” de nº de cruzamentos de zero. Estes valores “teóricos” podem ser comparados com os valores de N_z efetivamente medidos a partir das amostras.

Efetuando-se este procedimento para todos os arquivos da base de dados, obtiveram-se valores “teóricos” de cruzamentos de zero, chamados de N_{zT} . Os valores medidos de cruzamentos de zero constantes da tabela 2.2 recebem aqui o nome de N_{zM} .

A diferença entre eles, expressa da forma mostrada a seguir, distribui-se de acordo com a tabela 3.1.

$$dif = \frac{|N_{zT} - N_{zM}|}{N_{zT}} \times 100\%$$

Os valores de ρ_1 , N_{zM} e N_{zT} foram calculados sobre blocos de 32 ms.

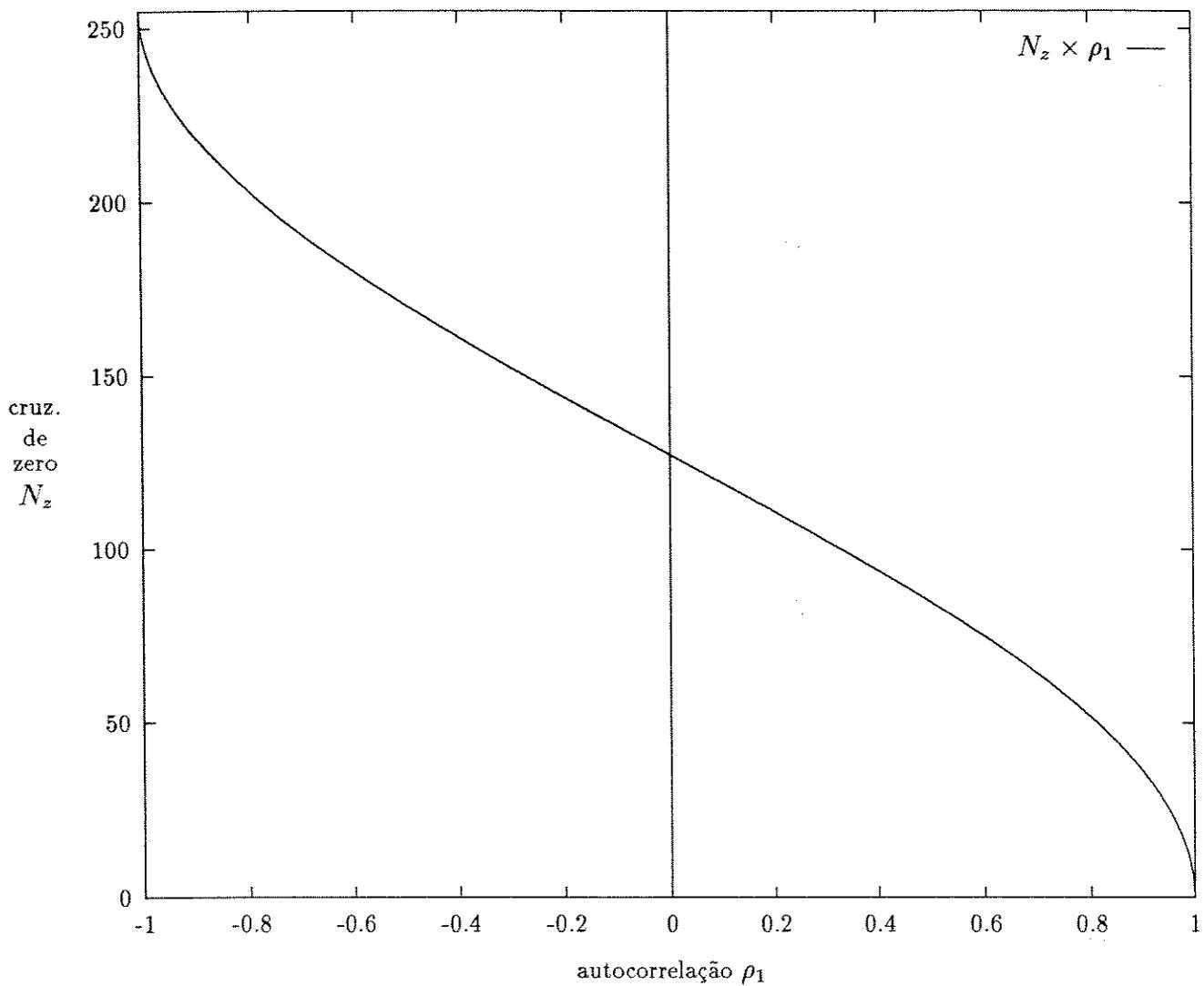


Figura 3.3: N_z em função de $\rho_x(1)$ para $x(t)$ gaussiano ($N = 256$).

Na tabela 3.1, os valores $P(a, b)$ devem ser interpretados da seguinte forma: $P(a, b)$ é a percentagem dos valores de n° de cruzamentos de zero medidos que diferem em a a b % dos valores teóricos.

Observa-se que, para os sinais de modems, praticamente a totalidade (99%) dos cruzamentos de zero medidos diferem dos teóricos em no máximo 10 %, sendo que destes 99%, no mínimo 80 % dos valores diferem de 0 a 5%.

Para sinais de voz e também para música, o espalhamento da diferença é maior. Para voz, cerca de 70% dos valores medidos diferem dos teóricos em até 15%, sendo que para música este valor é cerca de 90%.

Uma outra forma de se visualizar a diferença entre os valores “teóricos” e medidos de número de cruzamentos de zero para os arquivos da base de dados encontra-se nas figuras 3.4 e 3.5. Nestas figuras pode-se ver a curva teórica mostrada na figura 3.3 juntamente com 256 valores de N_z medidos sobre janelas de 32 ms para sinal de modem V.29 (arquivo V29.Q96.30) e para sinal de voz (arquivo M.2), respectivamente. As figuras 3.4 e 3.5 evidenciam a diferença do comportamento do número de cruzamentos de zero em função da autocorrelação para sinais de modems e sinais de voz. Tanto o espalhamento dos valores medidos como a própria diferença com relação aos valores teóricos são maiores no caso de voz. Para sinais de modems, os valores se concentram em uma região pequena do plano, sendo menor esta região quanto mais baixas forem as taxas dos sinais de modems.

Usando portanto a expressão 3.10 de número de cruzamentos de zero em função da autocorrelação durante um determinado período de tempo, é possível dizer se o sinal em questão é de modem com probabilidade de acerto de até 90%. Usada em conjunto com outros parâmetros, possui potencial para fornecer um bom algoritmo para discriminação de sinais no espectro de voz.

Arquivo	P(0,5) %	P(5,10) %	P(10,15) %	P(15,20) %	P(20,25) %	P(25,30) %	P(30,35) %	P(35,45) %
V32.T96.30	85.9	13.7	0.4	-	-	-	-	-
V32.Q96.30	87.1	12.1	0.8	-	-	-	-	-
V32.Q48.30	85.5	14.1	0.4	-	-	-	-	-
V22.Q24.30	87.5	12.5	-	-	-	-	-	-
V22.D12.30	82.0	16.8	1.20	-	-	-	-	-
V21.F30.30	100.0	-	-	-	-	-	-	-
V23.T75.30	81.3	18.7	-	-	-	-	-	-
V23.T12.30	99.6	0.4	-	-	-	-	-	-
V29.Q96.30	86.7	13.3	-	-	-	-	-	-
V29.Q72.30	80.1	19.1	0.8	-	-	-	-	-
F.1	39.8	20.3	12.5	7.8	7.0	5.1	3.9	2.4
F.2	38.7	17.6	16.8	10.5	8.6	3.1	2.0	2.0
M.1	31.3	21.5	12.9	9.8	8.6	7.4	5.1	2.8
M.2	41.8	20.3	14.8	7.0	7.8	3.1	2.3	1.6
MCLAS.1	48.8	31.3	15.2	2.7	1.6	4.0	-	-
MCLAS.2	58.6	29.3	7.4	2.3	1.6	0.8	-	-
MPOP.1	43.8	31.3	13.7	8.2	2.3	0.8	-	-
MPOP.2	41.8	31.3	18.8	5.5	2.3	0.4	-	-

Tabela 3.1: Diferenças entre N_{z_M} e N_{z_T} .

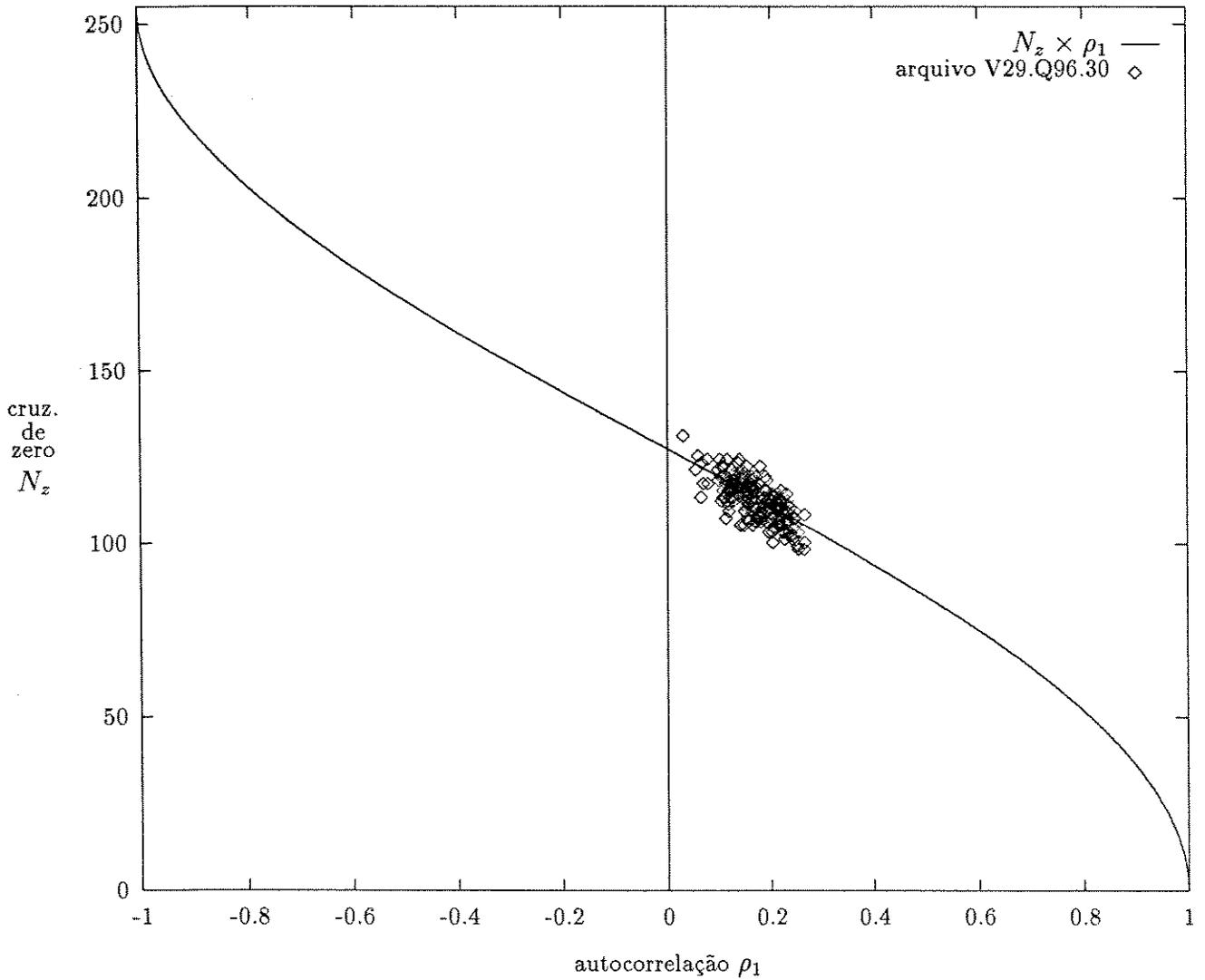


Figura 3.4: N_z em função de $\rho_x(1)$ para $x(t)$ gaussiano e pontos experimentais de sinal de modem V.29 ($N = 256$).

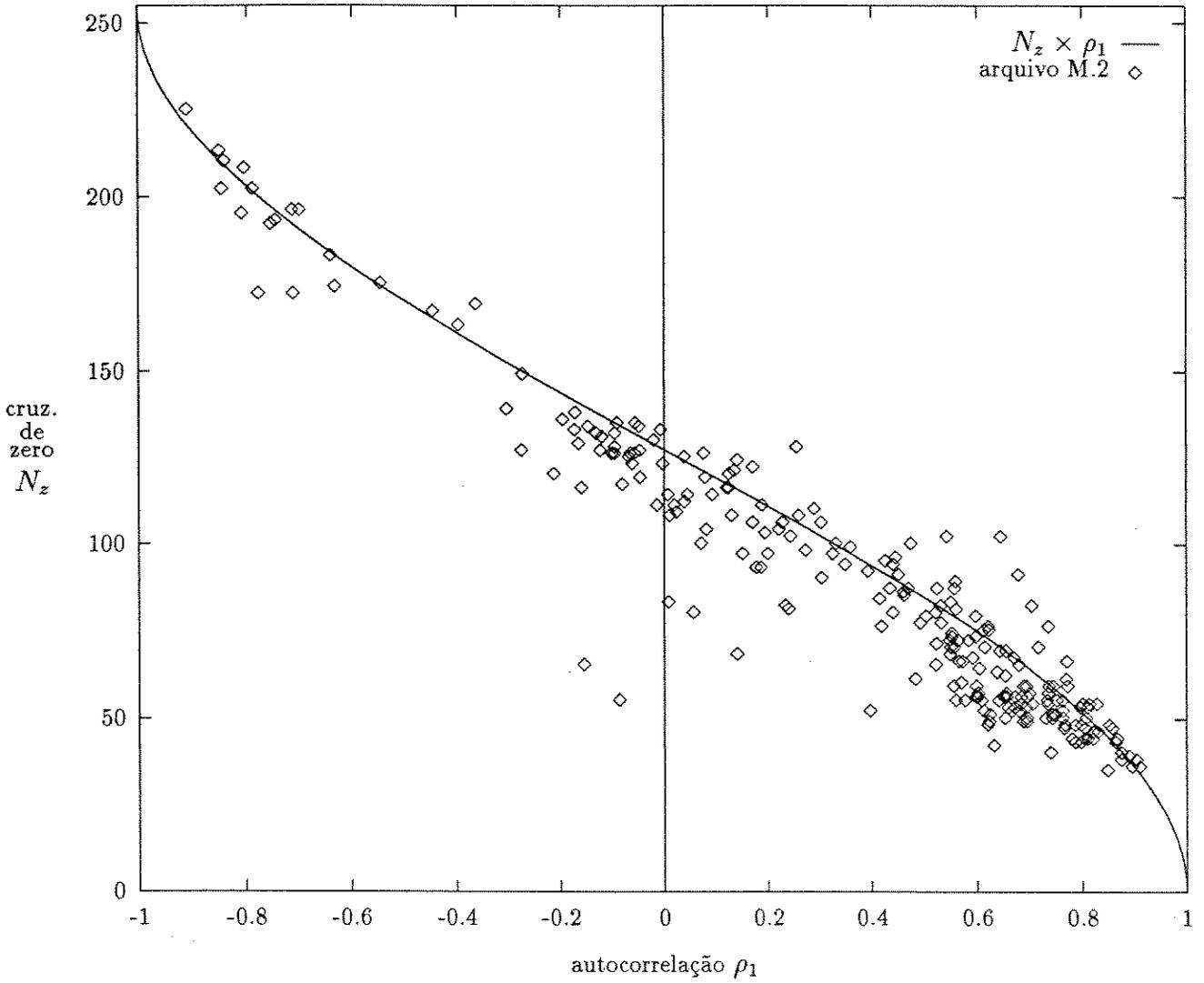


Figura 3.5: N_z em função de $\rho_x(1)$ para $x(t)$ gaussiano e pontos experimentais de sinal de voz ($N = 256$).

3.3 Método do Processo de Cruzamentos de Nível Zero

Número esperado de cruzamentos

O tratamento matemático do número esperado de cruzamentos de zero para um processo $x(t)$ mostrado a seguir acompanha a formulação apresentada por Papoulis [1984], capítulo 11.

Seja um processo aleatório $x(t)$ e uma constante a ; denota-se por τ_i os instantes de tempo em que $x(t)$ atravessa uma linha L_a paralela ao eixo do tempo, de modo que:

$$x(\tau_i) = a$$

Deseja-se determinar as propriedades estatísticas do processo discreto τ_i formado deste modo.

Admitindo-se que o processo $x(t)$ é estacionário e que $n_a(T)$ é o número de pontos τ_i em um intervalo de comprimento T , o teorema seguinte expressa a média de $n_a(T)$ em termos da densidade de distribuição $f_x(x)$ de $x(t)$ e da média condicional de sua derivada.

Teorema: Se $x'(t)$ existe, então

$$E\{n_a(T)\} = T f_x(a) E\{|x'(t)|_{x(t)=a}\}, \quad (3.11)$$

onde $E\{.\}$ significa a média estatística e $E\{|x'(t)|_{x(t)=a}\}$ é a média condicional de $|x'(t)|$.

Prova: Para a prova deste teorema será usada a seguinte propriedade da função impulso (Friedman[1956]): se t_i são os zeros reais de uma função $\varphi(t)$, então:

$$\delta[\varphi(t)] = \sum_i \frac{\delta(t - t_i)}{|\varphi'(t_i)|} = \frac{1}{|\varphi'(t)|} \sum_i \delta(t - t_i) \quad (3.12)$$

Os zeros da função $\varphi(t) = x(t) - a$ são os cruzamentos do nível a pelo processo $x(t)$. Deste modo,

$$\varphi(\tau_i) = x(\tau_i) - a = 0$$

e

$$\varphi'(t) = x'(t)$$

Usando esta definição de $\varphi(t)$ na expressão 3.12, tem-se:

$$\sum_i \delta(t - \tau_i) = |x'(t)| \delta[x(t) - a] \quad (3.13)$$

A soma

$$\zeta(t) = \sum_i \delta(t - \tau_i) \quad (3.14)$$

é um processo estacionário que consiste de uma seqüência de impulsos nos pontos τ_i . Cada impulso tem área unitária e o número de impulsos no intervalo $(t, t + T)$ é $n_a(T)$, de forma que:

$$\begin{aligned} n_a(T) &= \int_t^{t+T} \zeta(\alpha) d\alpha \\ E\{n_a(T)\} &= T E\{\zeta(t)\} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Para provar o teorema, portanto, basta encontrar a média de $\zeta(t)$, que é função de $x(t)$ e $x'(t)$. Chamando a densidade conjunta de $x(t)$ e $x'(t)$ de $f(x, x')$, conclui-se de 3.13 que:

$$E\{\zeta(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |x'| \delta(x - a) f(x, x') dx dx' = \int_{-\infty}^{\infty} |x'| f(a, x') dx' \quad (3.16)$$

Como $f(a, x') = f_x(a) f(x'|a)$, obtém-se a expressão 3.11 e o teorema fica provado. Este resultado será utilizado a seguir.

Densidade de cruzamentos de zeros

Seja $p_a(\tau)$ a probabilidade de ocorrer um e apenas um cruzamento do nível a em um intervalo de comprimento τ . Se τ tender a zero, então $p_a(\tau)$ também o fará. Mais que isso, a probabilidade de haver mais que um cruzamento em um pequeno intervalo τ é pequena quando comparada à probabilidade $p_a(\tau)$ de ocorrer apenas um (salvo eventuais exceções). Assumindo ser este o caso de $x(t)$, introduz-se o limite

$$\lambda_a \triangleq \lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{1}{\tau} p_a(\tau) \quad (3.17)$$

Caso este limite exista, ele será a densidade de cruzamentos do nível a pelo processo $x(t)$. Então $p_a(\tau) \simeq \lambda_a \Delta\tau$ para pequenos valores de $\Delta\tau$, e

$$\lambda_a = \frac{1}{T} E\{n_a(T)\} \quad (3.18)$$

Esta expressão vale para qualquer T , já que $n_a(T_1 + T_2) = n_a(T_1) + n_a(T_2)$

Logo, se $x(t)$ é diferenciável, então a densidade de cruzamentos de nível existe e, pelas expressões 3.18 e 3.11, vale:

$$\lambda_a = f_x(a) E\{|x'(t)|_{x(t)=a}\} \quad (3.19)$$

Particulariza-se agora o resultado acima para um linha L_0 coincidente com o eixo das abcissas, ou seja, o nível zero,

$$\lambda_0 = f_x(0) E\{|x'(t)|_{x(t)=0}\} \quad (3.20)$$

Considere-se agora que o processo $x(t)$ é um processo gaussiano de média nula, com autocorrelação $R(\tau)$ e que possui derivada $x'(t)$. Como se sabe (ver por exemplo Schwartz, Bennett e Stein[1966]),

$$R_{xx'}(\tau) = -R'(\tau)$$

$$R_{x'x'}(\tau) = -R''(\tau)$$

Da existência de $x'(t)$, segue que $R''(\tau)$ existe; portanto $R'(\tau)$ também existe e $R'(0) = 0$, pois $R(\tau)$ é função par. Então

$$E\{x(t) x'(t)\} = -R'(0) = 0$$

ou seja, $x(t)$ e $x'(t)$ são ortogonais e, por serem normais e de média zero, são também independentes.

Para variáveis aleatórias gaussianas, sabe-se que:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2\sigma^2}$$

e a esperança do n -ésimo momento de $|x(t)|$ é (Papoulis [1984], capítulo 5):

$$E\{|x|^n\} = \begin{cases} 1.3 \dots (n-1)\sigma^n & ; n = 2k \\ 2^k \cdot k! \sigma^{2k+1} \sqrt{2/\pi} & ; n = 2k + 1 \end{cases} \quad (3.21)$$

Mas a variância de $x(t)$ é $R(0)$ e a de $x'(t)$ é $-R''(0)$; então

$$f_x(0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi R(0)}},$$

e, por 3.21:

$$E\{|x'(t)|\} = \sqrt{\frac{-2R''(0)}{\pi}}$$

Então, a densidade de cruzamentos de zero de $x(t)$, dada pela expressão 3.20 vale:

$$\lambda_0 = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{-R''(0)}{R(0)}} \quad (3.22)$$

O resultado 3.22 será agora particularizado para sinais modulados, obtidos através de modulação em quadratura de dois sinais independentes.

Sejam $a(t)$ e $b(t)$ dois processos gaussianos independentes e seja

$$x(t) = a(t) \cos \omega_0 t - b(t) \sin \omega_0 t$$

Se os processos $a(t)$ e $b(t)$ forem tais que $R_{aa}(\tau) = R_{bb}(\tau)$ e $R_{ab}(\tau) = -R_{ba}(\tau)$, então $x(t)$ é processo gaussiano, estacionário no sentido amplo e tem autocorrelação

$$R_x(\tau) = R_a(\tau) \cos \omega_0 \tau \quad (3.23)$$

Se $x(t)$ é diferenciável,

$$R'_x(\tau) = -[R_a(\tau) \sin \omega_0 \tau] \omega_0 + R'_a(\tau) \cos \omega_0 \tau \quad (3.24)$$

$$R''_x(\tau) = R''_a(\tau) \cos \omega_0 \tau - \omega_0 R'_a(\tau) \sin \omega_0 \tau - R_a(\tau) \omega_0^2 \cos \omega_0 \tau - \omega_0 R'_a(\tau) \sin \omega_0 \tau \quad (3.25)$$

No ponto zero, $R'_x(0) = R'_a(0)$ e $R''_x(0) = R''_a(0) - \omega_0^2 R_a(0)$. De acordo com a expressão 3.22, tem-se para este caso que

$$\begin{aligned} \lambda_0 &= \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{-R''_x(0)}{R_x(0)}} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{-R''_a(0) + \omega_0^2 R_a(0)}{R_a(0)}} \\ \lambda_0 &= \frac{1}{\pi} \sqrt{\omega_0^2 - \frac{R''_a(0)}{R_a(0)}} \end{aligned} \quad (3.26)$$

A seguir serão mostradas aplicações da densidade de cruzamentos de zero λ_0 para alguns tipos de modulação. É feita uma dedução teórica e depois comparam-se os resultados calculados a partir dela com os medidos.

3.3.1 Aplicação para Sinais MPSK e QAM

Correlação Cossenoidal

Para sinais MPSK e QAM, modela-se primeiramente com uma autocorrelação de símbolo dada por:

$$R_a(\tau) = \begin{cases} P \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\tau}{\tau_s}\right) & \text{para } |\tau| \leq \tau_s \\ 0 & \text{para } |\tau| > \tau_s \end{cases} \quad (3.27)$$

onde P tem unidade de potência e τ_s é o período de símbolo do sinal MPSK ou QAM (ver figura 3.6).

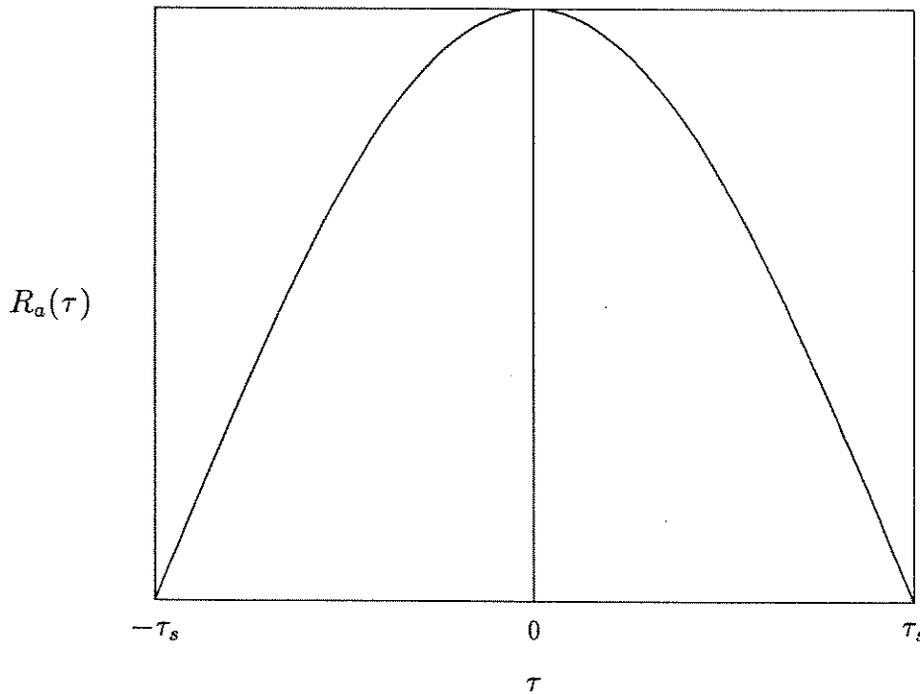


Figura 3.6: Autocorrelação de símbolo para sinal MPSK ou QAM.

A taxa de símbolos é dada por:

$$r_s = \frac{1}{\tau_s} \quad (3.28)$$

Para $\tau = 0$, tem-se que $R_a(0) = P$, $R'_a(0) = 0$ e $R''_a(0) = -P(\frac{\pi}{2} r_s)^2$

Logo, utilizando estes resultados na expressão 3.26,

$$\lambda_0 = \frac{1}{\pi} [\omega_0^2 + (\frac{\pi}{2} r_s)^2]^{\frac{1}{2}}$$

que, para uma portadora $f_0 = \omega_0/2\pi$, fica

$$\lambda_0 = 2\sqrt{f_0^2 + \frac{r_s^2}{16}} \quad (3.29)$$

Usando $a = 0$ na expressão 3.18, tem-se que

$$\lambda_0 = \frac{1}{T} E\{n_0(T)\}$$

onde $E\{n_0(T)\}$ nada mais é senão o número de cruzamentos de zero teórico esperado, ou seja, N_{zT} . Então,

$$N_{zT} = T\lambda_0 \quad (3.30)$$

Arquivo	N_z medido	portadora f_0 (Hz)	taxa de símbolos r_s	N_z teórico	diferença (%)
V32.T96.06	116.81	1800	2400	121.43	3.96
V22.Q24.30	77.52	1200	600	77.40	0.15
V22.D12.30	78.36	1200	600	77.40	1.24
V29.Q72.06	113.37	1700	2400	115.38	1.77
V29.Q96.30	113.14	1700	2400	115.38	1.99

Tabela 3.2: Comparação entre N_{zT} e N_{zM} .

e, de 3.29 vem finalmente:

$$N_{zT} = 2T \sqrt{f_0^2 + \frac{r_s^2}{16}} \quad (3.31)$$

O resultado com o modelamento feito foi utilizado para modulação QPSK (quadrature phase shift keying) e QAM (quadrature amplitude modulation). O intervalo T vale 32 ms. Na tabela 3.2 encontram-se comparações entre os valores de N_z teóricos e os medidos.

Na tabela 3.2 pode ser observada a grande precisão da expressão 3.31 quando comparados os valores teóricos com os medidos. As menores diferenças são obtidas para os arquivos de taxas mais baixas (V.22). Os valores de cruzamentos de zero para os arquivos de sinais de modem V.29 diferiram dos teóricos um pouco mais que os valores para os modems V.22.

O modem V.32 com modulação tipo treliça foi o que apresentou maior diferença entre valores de N_z medidos e teóricos. Entretanto, vale ressaltar que, apesar de ser a maior diferença entre valores medidos e teóricos para os sinais desta categoria, ainda é um valor pequeno, estando abaixo de 5%.

As características dos modems referenciados na tabela 3.2 encontram-se no Anexo A.

3.3.2 Aplicação para Sinais MPSK e QAM

Densidade Espectral tipo Cosseno Levantado

Outra maneira de encontrar uma expressão para a densidade de cruzamentos

de zero λ_0 é partir da densidade espectral de potência $S_x(\omega)$ de $x(t)$, tal como é transmitido na prática, ou seja, com uma densidade espectral de potência do tipo cosseno levantado. Obtém-se $R_x(\tau)$ a partir da transformada de Fourier inversa de $S_x(\omega)$. A expressão de $R_x(\tau)$ é dada por:

$$R_x(\tau) = \sigma_x^2 \frac{\cos(\frac{\pi}{2}W\tau)}{1 - (W\tau)^2} \frac{\sin(\frac{\pi}{2}W\tau)}{\frac{\pi}{2}W\tau} \cos \omega_0\tau, \quad (3.32)$$

onde W é a largura de faixa do sinal e $\omega_0/2\pi$ é a frequência da portadora.

Seja então $a(t)$ tal que

$$R_a(\tau) = \sigma_x^2 \frac{\cos(\frac{\pi}{2}W\tau)}{1 - (W\tau)^2} \frac{\sin(\frac{\pi}{2}W\tau)}{\frac{\pi}{2}W\tau} \quad (3.33)$$

de modo que $R_x(\tau) = R_a(\tau) \cos \omega_0\tau$.

Aplicar-se-á então a expressão 3.26 mais uma vez para determinação da densidade de cruzamentos de zero. $R_a(\tau)$ pode ser escrita na forma:

$$R_a(\tau) = \frac{\sigma_x^2}{1 - (W\tau)^2} \frac{\sin(\pi W\tau)}{\pi W\tau} \quad (3.34)$$

Perto de $x = 0$ pode-se usar a aproximação:

$$\frac{\sin x}{x} = 1 - \frac{x^2}{3!} + \frac{x^4}{5!} - \dots$$

para a obtenção das derivadas de $R_a(\tau)$.

$$R'_a(\tau) = \frac{\sigma_x^2}{(1 - W^2\tau^2)^2} \left[\left(-\frac{2\pi^2 W^2\tau}{3!} + \frac{4\pi^4 W^4\tau^3}{5!} \right) (1 - W^2\tau^2) + 2W^2\tau \frac{\sin \pi W\tau}{\pi W\tau} \right] \quad (3.35)$$

$$R''_a(\tau) = \frac{\sigma_x^2}{(1 - W^2\tau^2)^4} \left[\left(-\frac{2\pi^2 W^2}{3!} + \frac{12\pi^4 W^4\tau^2}{5!} \right) (1 - W^2\tau^2)^3 + 2W^2 \frac{\sin \pi W\tau}{\pi W\tau} (1 - W^2\tau^2)^2 - 2 \left(-\frac{2\pi^2 W^2\tau}{3!} + \frac{4\pi^4 W^4\tau^3}{5!} \right) (1 - W^2\tau^2)^2 - 4W^2\tau \frac{\sin \pi W\tau}{\pi W\tau} (1 - W^2\tau^2) \right] \quad (3.36)$$

No ponto $\tau = 0$ tem-se

$$\begin{aligned} R_a(0) &= \sigma_x^2 \\ R'_a(0) &= 0 \\ R''_a(0) &= \left\{ -\frac{2\pi^2 W^2}{6} + 2W^2 \right\} \sigma_x^2 \end{aligned} \quad (3.37)$$

Relacionando a largura de faixa com o roll-off do espectro cosseno levantado, que aqui será chamado de α_r para que não seja confundido com o parâmetro α definido neste trabalho,

$$\alpha_r = \frac{\Delta W}{r_s/2} \quad (3.38)$$

O máximo valor de ΔW é $r_s/2$, já que α_r varia de 0 a 1.

$$W = r_s(1 + \alpha_r) \quad (3.39)$$

Utilizando a expressão 3.39 em 3.37 tem-se:

$$R_a''(0) = -W^2 \left[\frac{\pi^2}{3} - 2 \right] \sigma_x^2$$

Voltando à expressão 3.26,

$$\lambda_0 = \frac{1}{\pi} \sqrt{4\pi^2 f_0^2 + \left(\frac{\pi^2}{3} - 2\right) r_s^2 (1 + \alpha_r)^2} = 2 \sqrt{f_0^2 + \left(\frac{\pi^2}{3} - 2\right) r_s^2 \frac{(1 + \alpha_r)^2}{4\pi^2}} \quad (3.40)$$

Chamando de F_1 o fator dentro da raiz,

$$F_1 = 4 \left(\frac{\pi^2}{3} - 2\right) \frac{(1 + \alpha_r)^2}{\pi^2} \quad (3.41)$$

tem-se então:

$$N_{zT} = 2T \sqrt{f_0^2 + F_1 \frac{r_s^2}{16}} \quad (3.42)$$

que é comparável ao valor de N_{zT} obtido em 3.31.

Para $\alpha_r = 0$ (faixa mínima): $F_1 = 0.5228$

Para $\alpha_r = 0.5$ (faixa média): $F_1 = 1.1762$

Para $\alpha_r = 1$ (faixa máxima): $F_1 = 2.0911$

A expressão 3.42 obtida para N_{zT} é semelhante à 3.31, a menos do fator que multiplica o termo $r_s^2/16$. As comparações entre os valores teóricos e medidos de N_z para a expressão 3.42 estão na tabela 3.3.

Nesta tabela pode-se observar a precisão da expressão obtida para o número de cruzamentos de zero N_{zT} (expressão 3.42).

Para os arquivos de sinais de modems a baixas taxas (V.22), a exatidão é grande, tendo sido obtidas entre os valores teóricos e medidos diferenças menores que 1%.

Para sinais de modem V.29 observa-se que a menor diferença entre valores de cruzamentos de zero teóricos e medidos ocorre quando a faixa é mínima (roll-off 0), embora com roll-off de 0.25 o resultado também seja bom.

O modem V.32 com modulação tipo treliça forneceu maiores diferenças entre valores teóricos e medidos. Deve ser notado que o mesmo ocorreu na tabela 3.2,

Arquivo	N_z medido	portadora f_0 (Hz)	taxa de símbolos r_s	N_z teórico	roll-off α_r	diferença (%)
V22.Q24.30	77.52	1200	600	77.75	0.75	0.30
V22.D12.30	78.36	1200	600	77.75	0.75	0.78
V32.T96.06	116.27	1800	2400	120.31	0.25	3.50
V32.T96.06	116.27	1800	2400	118.50	0	1.90
V29.Q72.06	112.80	1700	2400	114.20	0.25	1.20
V29.Q72.06	112.80	1700	2400	112.30	0	0.45

Tabela 3.3: Comparações entre N_{zT} e N_{zM} .

com a expressão teórica obtida a partir da correlação cossenoidal (expressão 3.31). Os valores mais precisos de N_z ocorrem para faixa mínima, ou seja, roll-off igual a zero.

No Anexo A encontram-se as características dos modems citados na tabela 3.3.

3.3.3 Aplicação para Sinais FSK

Antes de encontrar λ_0 para modulação em frequência, são lembrados alguns conceitos (Papoulis [1984], capítulo 11).

Seja o processo $x(t)$ já citado anteriormente:

$$x(t) = a(t) \cos \omega_0 t - b(t) \sin \omega_0 t \quad (3.43)$$

Introduz-se um processo “dual” $y(t)$:

$$y(t) = b(t) \cos \omega_0 t + a(t) \sin \omega_0 t \quad (3.44)$$

O processo $y(t)$ também é estacionário no sentido amplo e

$$\begin{aligned} R_{yy}(\tau) &= R_{xx}(\tau) \\ R_{xy}(\tau) &= -R_{yx}(\tau) \\ R_{xy}(\tau) &= R_{ab}(\tau) \cos \omega_0 \tau - R_{aa}(\tau) \sin \omega_0 \tau \end{aligned} \quad (3.45)$$

Para utilização de representação complexa, introduzem-se os processos:

$$w(t) = a(t) + jb(t)$$

$$z(t) = x(t) + jy(t) = w(t) e^{j\omega_0 t} \quad (3.46)$$

Então,

$$\begin{aligned} x(t) &= \Re\{z(t)\} = \Re\{w(t)e^{j\omega_0 t}\} \\ a(t) + jb(t) &= w(t) = z(t)e^{-j\omega_0 t} \end{aligned} \quad (3.47)$$

Isto fornece:

$$\begin{aligned} a(t) &= x(t) \cos \omega_0 t + y(t) \sin \omega_0 t \\ b(t) &= y(t) \cos \omega_0 t - x(t) \sin \omega_0 t \end{aligned} \quad (3.48)$$

Para as funções de autocorrelação dos processos $w(t)$ e $z(t)$ obtêm-se:

$$R_{ww}(\tau) = 2R_{aa}(\tau) - 2jR_{ab}(\tau) \quad (3.49)$$

e

$$R_{zz}(\tau) = 2R_{xx}(\tau) - 2jR_{xy}(\tau). \quad (3.50)$$

Deve ser notado que, de 3.46

$$R_{zz}(\tau) = e^{j\omega_0 \tau} R_{ww}(\tau) \quad (3.51)$$

Seja agora o processo modulado em freqüência

$$x(t) = \cos[\omega_0 t + \lambda\varphi(t) + \varphi_0]$$

com

$$\varphi(t) = \int_0^t c(\zeta) d\zeta, \quad (3.52)$$

onde $\omega_0 + \lambda c(t)$ é sua freqüência instantânea e λ o índice de modulação. Os processos complexos correspondentes são:

$$\begin{aligned} w(t) &= e^{j\lambda\varphi(t)} \\ z(t) &= w(t)e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \end{aligned} \quad (3.53)$$

onde $z(t)$ é o processo FM complexo.

Se o processo $c(t)$ é estacionário no sentido restrito e a variável aleatória φ_0 é independente de $c(t)$ tal que $E\{e^{j\varphi_0}\} = E\{e^{j2\varphi_0}\} = 0$, então pode-se mostrar que o processo $x(t)$ é estacionário no sentido amplo e tem média zero.

A demonstração de que $x(t)$ é um processo estacionário no sentido amplo segue a seguinte linha:

1. $E\{z(t)\} = 0$, pois $E\{e^{j\varphi_0}\} = 0$. Logo, $E\{x(t)\} = 0$
2. $E\{z(t + \tau)z(t)\} = 0$, pois $E\{e^{2j\varphi_0}\} = 0$
3. $E\{z(t + \tau)z^*(t)\} = e^{j\omega_0\tau} E\{w(\tau)\}$ devido ao fato de $c(t)$ ser estacionário.
4. Prova-se então facilmente que

$$R_{xx}(\tau) = \frac{1}{2} \Re\{R_{zz}(\tau)\} = \frac{1}{2} \Re\{e^{j\omega_0\tau} E\{w(\tau)\}\} \quad (3.54)$$

e, de 3.51:

$$R_{ww}(\tau) = E\{w(\tau)\} \quad (3.55)$$

Um processo $x(t)$ é dito **modulado em fase** se as estatísticas de $\varphi(t)$ são conhecidas. Neste caso, sua autocorrelação pode ser obtida de maneira simples, pois:

$$E\{w(t)\} = E\{e^{j\lambda\varphi(t)}\} = \Phi_\varphi(\lambda, t) \quad (3.56)$$

onde $\Phi_\varphi(\lambda, t)$ é a função característica de $\varphi(t)$.

Um processo $x(t)$ é dito **modulado em freqüência** se as estatísticas de $c(t)$ são conhecidas. Para determinar $\Phi_\varphi(\lambda, t)$ devem ser encontradas as estatísticas da integral de $c(t)$, o que, em geral, é complicado.

Seja então um processo FSK com

$$w(t) = e^{j\varphi(t)}$$

e

$$\varphi(t) = \int_0^t c(\zeta - \theta)d\zeta \quad (3.57)$$

onde se assume que $c(t)$ é um processo cicloestacionário e θ é uma variável aleatória uniforme no intervalo $(0, T)$. Dos resultados obtidos em 3.54 e 3.55, conclui-se que toda a caracterização do processo estará concluída determinando-se $E\{w(\tau)\}$.

O processo real $x(t) = \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$ correspondente consiste de senóides de freqüências $\omega_n = \omega_0 + c_n$ em cada intervalo de amostragem. A freqüência instantânea (desvio de freqüência) é uma função de conjunto de degraus e a função $\varphi(t)$ resultante tem forma poligonal com arestas nos pontos de amostragem $\theta + mT$ (ver figura 3.7).

A análise para o sinal FSK de fase contínua será baseada na seguinte identidade (ver, por exemplo, Papoulis [1984], capítulo 7):

$$E\{w(\tau)\} = E\{E\{w(\tau)|\theta\}\} = \frac{1}{T} \int_0^T E\{w(\tau)|\theta\}d\theta \quad (3.58)$$

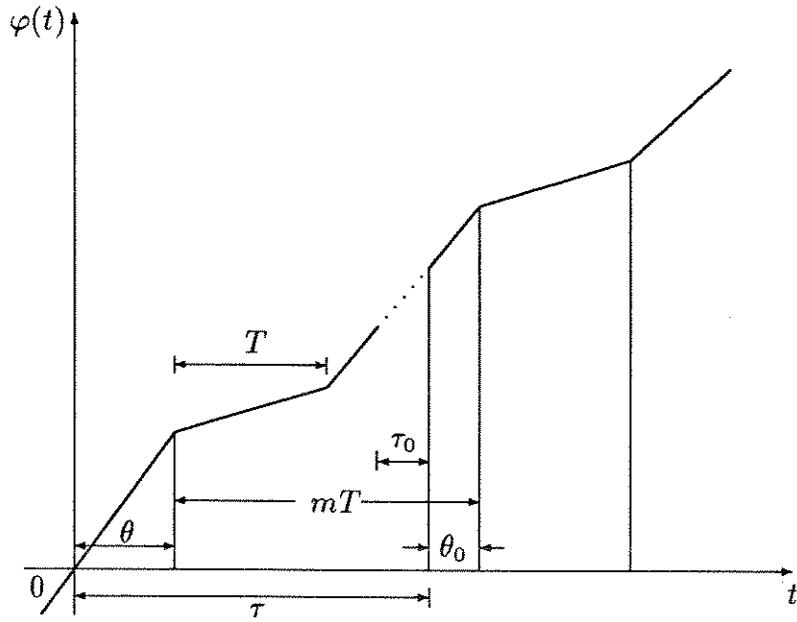


Figura 3.7: Função $\varphi(t)$ para o processo real $x(t) = \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$.

Seja a fase de $x(t)$ uma função contínua como a mostrada na figura 3.7. No intervalo $(0, \theta)$ o processo $\varphi(t)$ é uma linha reta com inclinação c_1 . No intervalo $(mT - T + \theta, mT + \theta)$ sua inclinação é c_m . Seja $\tau = mT + \tau_0$, com $0 \leq \tau_0 < T$, m inteiro.

Então $\varphi(\tau)$ pode ser escrita da seguinte forma:

- $m = 0$

$$\varphi(\tau) = \begin{cases} c_1\tau & \text{para } \tau < \theta \\ c_1\theta + (\tau - \theta)c_2 & \text{para } \tau > \theta \end{cases} \quad (3.59)$$

- $m > 0$

$$\varphi(\tau) = \begin{cases} c_1\theta + T \sum_{n=1}^m c_{n+1} + (\tau_0 - \theta)c_{m+1} & \text{para } \tau_0 < \theta \\ c_1\theta + T \sum_{n=1}^m c_{n+1} + (\tau_0 - \theta)c_{m+2} & \text{para } \tau_0 > \theta \end{cases} \quad (3.60)$$

Faz-se a hipótese de que as variáveis aleatórias c_n são igualmente distribuídas, independentes e com função característica:

$$\Phi(\mu) = E\{e^{j\mu c_n}\} \quad (3.61)$$

Colocando um determinado valor θ_1 em $\varphi(t) = \int_0^t c(\zeta - \theta_1)d\zeta$ resulta:

- $m = 0$

$$E\{w(\tau)|\theta_1\} = \begin{cases} \Phi(\theta_1)\Phi(\tau - \theta_1) & \text{para } \theta_1 < \tau \\ \Phi(\tau) & \text{para } \theta_1 > \tau \end{cases}$$

- $m > 0$

$$E\{w(\tau)|\theta_1\} = \begin{cases} \Phi(\theta_1)\Phi^m(T)\Phi(\tau_0 - \theta_1) & \text{para } \theta_1 < \tau_0 \\ \Phi(\theta_1)\Phi^{m-1}(T)\Phi(T + \tau_0 - \theta_1) & \text{para } \theta_1 > \tau_0 \end{cases} \quad (3.62)$$

Para determinar $R_{ww}(\tau)$ é suficiente usar os resultados acima na integral da expressão 3.58, o que fornece:

$$TR_{ww}(\tau) = \begin{cases} \int_0^\tau \Phi(\theta_1)\Phi(\tau_0 - \theta_1)d\theta_1 + (T - \tau)\Phi(\tau) & \text{para } \tau < T \\ \Phi^m(T) \int_0^{\tau_0} \Phi(\theta_1)\Phi(\tau_0 - \theta_1)d\theta_1 \\ \quad + \Phi^{m-1}(T) \int_{\tau_0}^T \Phi(\theta_1)\Phi(T + \tau_0 - \theta_1)d\theta_1 & \text{para } \tau > T \end{cases} \quad (3.63)$$

Supondo agora um caso particular em que as variáveis aleatórias c_n tomem os valores $\Delta\omega = \pm\omega_d$ (desvio de freqüência) com mesma probabilidade, tem-se:

$$\Phi(\mu) = \frac{1}{2} e^{j\mu\omega_d} + \frac{1}{2} e^{-j\mu\omega_d} = \cos \mu\omega_d \quad (3.64)$$

Admitindo transmissão síncrona, isto é, $T = 2\pi k/\omega_d$, obtém-se:

$$\Phi(T) = \cos \omega_d T = 1,$$

de forma que a expressão 3.63 se torna:

$$R_{ww}(\tau) = \begin{cases} (1 - \frac{\tau}{2T}) \cos \omega_d \tau + \frac{1}{2\omega_d T} \sin \omega_d \tau & \text{para } \tau < T \\ \frac{1}{2} \cos \omega_d \tau & \text{para } \tau > T \end{cases}$$

Das expressões 3.54 e 3.55 tem-se que:

$$R_{xx}(\tau) = \frac{1}{2} \Re\{e^{j\omega_0\tau} R_{ww}(\tau)\}$$

e, portanto, ficamos com

$$R_{xx}(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{2} [(1 - \frac{\tau}{2T}) \cos \omega_d \tau \cos \omega_0 \tau + \frac{1}{2\omega_d \tau} \sin \omega_d \tau \cos \omega_0 \tau] & \text{para } \tau < T \\ \frac{1}{4} \cos \omega_0 \tau \cos \omega_d \tau & \text{para } \tau > T \end{cases} \quad (3.65)$$

A expressão 3.65 é a função de autocorrelação para um processo $x(t)$ de onda FSK de fase contínua.

Número de Cruzamentos de Zeros para o FSK.

Utiliza-se agora o resultado $R_{xx}(\tau)$ obtido acima na expressão 3.22 para se determinar a densidade de cruzamentos de zero para uma onda FSK.

Como $R_{xx'}(\tau) = -R'_{xx}(\tau)$, então:

$$\frac{dR_{xx}(\tau)}{d\tau} = \begin{cases} \left[-\frac{1}{4T} \cos \omega_d \tau - \frac{\omega_d}{2} \left(1 - \frac{\tau}{2T}\right) \sin \omega_d \tau + \frac{1}{4T} \cos \omega_d \tau \right] \cos \omega_0 \tau \\ -\frac{\omega_0}{2} \left[\left(1 - \frac{\tau}{2T}\right) \cos \omega_d \tau + \frac{1}{2\omega_d T} \sin \omega_d \tau \right] \sin \omega_0 \tau & \text{para } \tau < T \\ -\frac{\omega_0}{4} \sin \omega_0 \tau \cos \omega_d \tau - \frac{\omega_d}{4} \cos \omega_0 \tau \sin \omega_d \tau & \text{para } \tau > T \end{cases} \quad (3.66)$$

No ponto $\tau = 0$, $R'_{xx}(0) = 0$. Então $R_{x'x}(0)$ também é nula. Logo, conclui-se que $x(t)$ e $x'(t)$ são ortogonais.

Fazendo agora a suposição de que $x(t)$ é gaussiana, pode-se aplicar a expressão 3.22:

$$R_{xx}(0) = \frac{1}{2}$$

$$R''_{xx}(\tau) = \cos \omega_0 \tau \left[\frac{\omega_d}{4T} \sin \omega_d \tau - \frac{\omega_d^2}{2} \left(1 - \frac{\tau}{2T}\right) \cos \omega_d \tau - \frac{\omega_0^2}{2} \left(1 - \frac{\tau}{2T}\right) \cos \omega_d \tau + \frac{1}{2\omega_d \tau} \sin \omega_d \tau \right] \\ + \sin \omega_0 \tau \left[\frac{\omega_0 \omega_d}{2} \left(1 - \frac{\tau}{2T}\right) \sin \omega_d \tau \right]; \quad \tau < T$$

No ponto $\tau = 0$,

$$R''_{xx}(0) = -\frac{1}{2} \{ \omega_0^2 + \omega_d^2 \} \quad (3.67)$$

Então 3.22 fica

$$\lambda_0 = \frac{1}{\pi} \sqrt{\omega_0^2 + \omega_d^2}$$

Mas, $\omega_0 = 2\pi f_0$ e $\omega_d = 2\pi f_d$. Logo,

$$\lambda_0 = 2\sqrt{f_0^2 + f_d^2} \quad (3.68)$$

De acordo com 3.30,

$$N_z = T\lambda_0 = 2T\sqrt{f_0^2 + f_d^2} \quad (3.69)$$

que é a expressão procurada para N_z , válida para uma onda aleatória FSK.

Este resultado foi utilizado para os casos de sinais de modems V.21 e V.23 e as comparações dos resultados teóricos com os medidos estão na tabela 3.4.

Os arquivos de sinais de modem V.23 transmitindo 75 bps e V.21 possuem menores desvios de frequência. Para estes arquivos obtiveram-se resultados ótimos

Arquivo	N_z medido	portadora f_0 (Hz)	desvio de frequência (Hz)	N_z teórico	diferença (%)
V21.F30.06	69.43	1080	100	69.4157	-0.02
V23.T12.30	110.58	1700	400	111.7712	1.08
V23.T75.30	26.93	420	30	26.9485	0.07

Tabela 3.4: Comparações entre N_{zT} e N_{zM} .

para os valores de cruzamentos de zero medidos e teóricos, com precisão da ordem de 1%.

Para o modem V.23 transmitindo a 1200 bps a semelhança entre os valores de cruzamentos de zero teóricos e medidos não chega às casas decimais, mas ainda é um resultado da ordem de 1%, o que reforça a exatidão da expressão teórica 3.69 obtida.

As principais características dos modems V.21 e V.23 referenciados na tabela 3.4 encontram-se no Anexo A.

3.4 Síntese dos Resultados

Neste capítulo foram obtidos resultados de grande importância que serão sintetizados nesta seção.

- Através do método da autocorrelação de polaridades apresentado na seção 3.2 foi possível determinar o número de cruzamentos de zero para um processo gaussiano amostrado com coeficientes de autocorrelação ρ_1 entre amostras (expressão 3.10). Este resultado é bastante geral e válido para ondas dentro de todo o espectro de áudio, desde que a onda em estudo seja estacionária. Muito bons resultados foram obtidos, resultados estes que podem ser vistos na tabela 3.1. Para a obtenção destes resultados foram utilizadas janelas de 32 ms de duração, ou seja, a cada 256 foram computados um valor de cruzamentos de zero e um valor de autocorrelação ρ_1 . Pôde ser vista na figura 3.4 a concentração dos valores de cruzamentos de zero em função da autocorrelação em uma região restrita do plano para sinais de modems. Isto confirma a validade desta

expressão para o caso destes sinais, que, apesar de não serem estacionários, têm um comportamento que pode ser considerado aproximadamente estacionário. Os sinais de voz, que por sua vez são essencialmente não estacionários, apresentaram maior espalhamento que os sinais de modems. Para os sinais de voz, a quase totalidade dos valores teóricos calculados encontra-se em uma faixa de precisão razoável porém inferior à obtida para sinais de modems, podendo este fato ser claramente visto na figura 3.5, quando comparada à figura 3.4. O tempo de análise utilizado — 32 ms — forneceu valores de diferenças entre N_z teóricos e medidos com grande espalhamento para sinais de voz e música. Este resultado, entretanto, é altamente desejável quando se objetiva separar sinal de voz de sinais de modems.

- Através do método do processo de cruzamentos de zero apresentado na seção 3.3 é possível relacionar a densidade de cruzamentos de zero com a derivada segunda da função de autocorrelação para um processo gaussiano (equação 3.22). Este método foi aplicado para transmissão digital com modulações MPSK, QAM e FSK. No caso MPSK/QAM foram utilizados dois modelos de função de autocorrelação. Para o caso de autocorrelação cossenoidal obtiveram-se bons resultados, sendo que dentre eles os melhores ocorreram para modems a baixas taxas. Os dois modelos produzem resultados próximos, sendo que o modelo que utiliza densidade espectral de potência do tipo cosseno levantado apresenta os melhores resultados em comparação com as medidas realizadas em modems. A expressão final para este caso (expressão 3.42), que fornece o número de cruzamentos de zero em função da frequência da portadora e da taxa de símbolos, resulta em valores com precisões excelentes, quando comparados com medidas realizadas. Esta precisão mostrou-se maior para modems a baixas taxas (V.22, por exemplo) e para transmissão com faixa mínima (roll-off=0), conforme pode ser visto na tabela 3.3. Para o caso de transmissão digital com modulação FSK, uma longa dedução teórica para a função de autocorrelação determinou uma equação extremamente simples para o número de cruzamentos de zero, obtida ao final simplesmente em função da frequência da portadora e do desvio de frequência (ver equação 3.69). As medidas realizadas com modems V.21 e V.23 apresentam excelente concordância com a teoria, o que pode ser visto na tabela 3.4.

Capítulo 4

Algoritmos de Separação de Sinais de Modems e Voz/Música

4.1 Introdução

Após a formação da base de dados utilizada neste trabalho, efetuou-se uma fase de validação para conferir consistência aos arquivos de sinais obtidos.

Foram estudados parâmetros importantes, tais como cruzamentos de zero e autocorrelação entre amostras dos sinais.

O parâmetro cruzamentos de zero revelou-se de extrema importância para a discriminação de sinais, principalmente pela facilidade com que pode ser extraído das amostras dos sinais.

A partir do número de cruzamentos de zero pôde-se estimar o conteúdo freqüencial dos sinais estudados, o que levou à idéia de se efetuar uma separação em freqüência dos sinais, implementada em um dos algoritmos propostos neste trabalho.

Também a partir do número de cruzamentos de zero obteve-se o parâmetro α , que é o quociente entre o número médio de cruzamentos de zero em um determinado período de tempo e seu desvio padrão neste mesmo período.

O parâmetro α , mais do que o número médio de cruzamentos de zero absoluto, revelou-se eficaz na separação de sinais, podendo esta ser feita baseando-se apenas neste parâmetro.

Juntamente com outros parâmetros, o parâmetro α pode conferir a algoritmos de discriminação um melhor desempenho.

Na teoria de cruzamentos de zero obtiveram-se resultados interessantes, como uma expressão que relaciona o número de cruzamentos de zero e a autocorrelação entre amostras sucessivas de sinal e expressões que fornecem o número de cruzamentos de zero esperado para determinados tipos de modems a partir de características dos próprios modems. Estes resultados servem de subsídio à proposição de algoritmos de discriminação, como pode ser visto nas seções seguintes.

São propostos quatro algoritmos¹ baseados nos parâmetros estudados e mostradas curvas que revelam o desempenho de cada um dos algoritmos em função do tempo analisado de sinal.

Ao final do capítulo, além de se efetuarem comparações entre os algoritmos propostos, tecem-se a respeito de cada um deles considerações gerais.

4.2 Algoritmo Usando Separação de Espectros (Algoritmo *Filtro*)

Foi vista no capítulo 2 a expressão 2.1 que relaciona a frequência média estimada f_m do sinal com o número médio de cruzamentos de zero obtidos para uma senóide. Este resultado foi estendido para sinais não senoidais e utilizado para os arquivos de sinais de voz/música e modems. Na tabela 2.2 puderam ser observados os valores de frequência média estimados para os diversos arquivos de sinais da base de dados.

Para sinais de modems, as frequências médias estimadas aproximam-se fortemente dos valores de frequências das portadoras, valores estes que se encontram na faixa de 1080 a 1800 Hz. Ocorre que praticamente toda a potência destes sinais está nesta região do espectro. A exceção é o caso do modem V.23 transmitindo 75 bps, cuja portadora é de 420 Hz. Para este caso, praticamente toda a potência do sinal está concentrada em uma região do espectro abaixo de 1000 Hz.

Os arquivos com música forneceram valores de f_m abaixo de 1000 Hz. Os arquivos de voz forneceram valores de f_m entre 1200 e 1400 Hz. Apesar destes valores se localizarem acima de 1000 Hz, constata-se que não há concentração de sua potência nesta região do espectro, estando a potência concentrada majoritariamente em faixas mais baixas do espectro.

Na tentativa de discriminar sinais de modems de sinais de voz e de música,

¹Todos os algoritmos foram implementados em Fortran 77.

pensou-se em fazer efetivamente uma separação em frequência dos sinais. Os valores de frequência média estimada f_m que estão abaixo de uma frequência de cerca de 1000 Hz são predominantemente de voz ou música. Valores de frequência média estimada acima desta frequência são predominantemente de modems. Entretanto, conforme pôde ser visto no capítulo 2, sinais de voz podem gerar para a frequência média estimada valores acima de 1000 Hz. Neste caso, sua distinção de sinais de modems é feita através da análise de sua potência, ou seja, da percentagem de potência contida nesta região.

Para a filtragem dos sinais foram utilizados filtros digitais de resposta impulsiva finita (FIR), projetados com 32 “taps” e com janela retangular, conforme método proposto por Oppenheim [1975]. Para o limite de separação foi escolhida a frequência de 900 Hz.

São mostradas nas figuras 4.1 e 4.2 as respostas em frequência dos filtros utilizados.

Efetuada as filtrações dos sinais pelos dois filtros, procedeu-se aos cálculos de potência média, cruzamentos de zero N_z e parâmetro α . Obtiveram-se desta maneira dois conjuntos de N_z e α : um para a faixa abaixo de 900 Hz e outro para a faixa acima de 900 Hz (ver figura 4.3). A partir de agora, referir-se-á a estas faixas como faixas baixa e alta, respectivamente.

Após as filtrações, cada uma das faixas fica com uma parcela da potência do sinal original. Utilizando-se a função de autocorrelação $R_{xx}(\tau)$ para $\tau = 0$, obtém-se a potência do sinal. Este cálculo é feito para intervalos de 32 ms. A média sobre os valores de $R_{xx}(0)$ obtidos para todos os intervalos de 32 ms disponíveis é chamada de P . Para as faixas alta e baixa, as parcelas de potência são respectivamente P_a e P_b , de modo que:

$$P = P_a + P_b$$

Define-se um parâmetro β como o quociente das potências restantes nas faixas após as filtrações passa-baixas e passa-altas:

$$\beta = \frac{P_a}{P_b} \quad (4.1)$$

Na tabela 4.1 mostram-se as percentagens de potência do sinal resultantes em cada uma das faixas depois das filtrações.

Pode-se observar que pelo menos 80% da potência se encontra na faixa alta

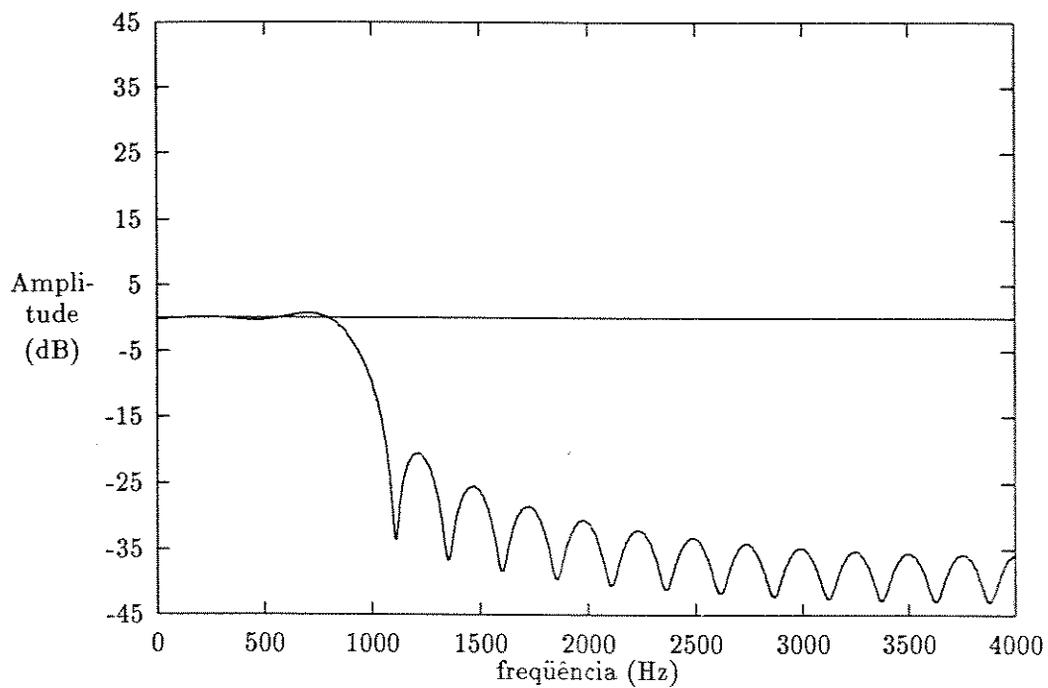


Figura 4.1: Resposta em frequência do filtro passa-baixas a 900 Hz.

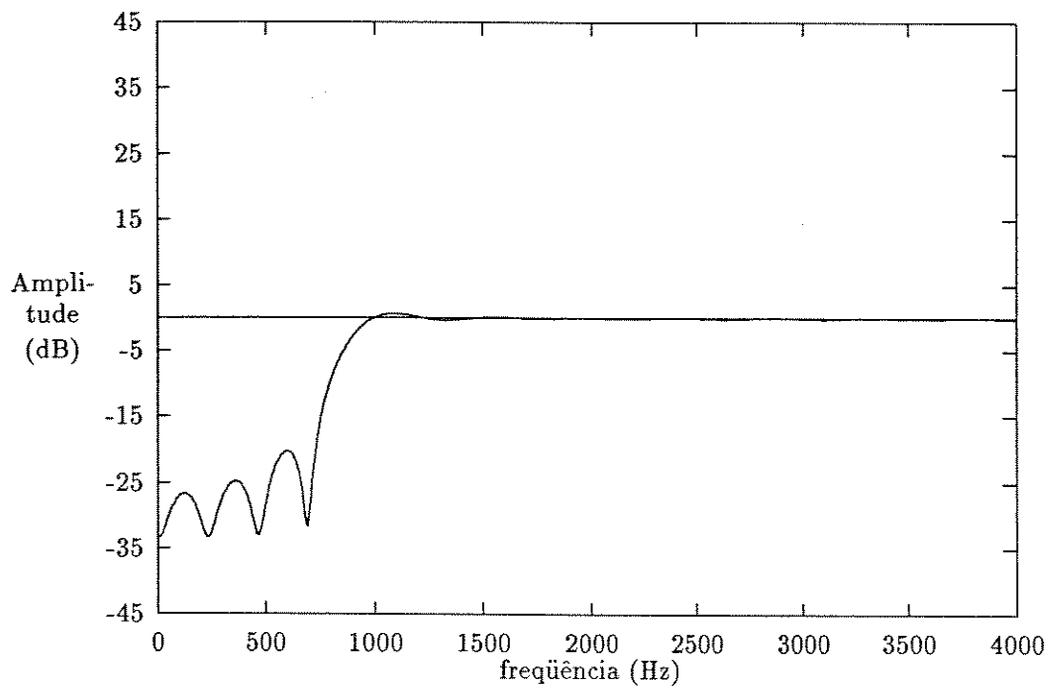


Figura 4.2: Resposta em frequência do filtro passa-altas a 900 Hz.

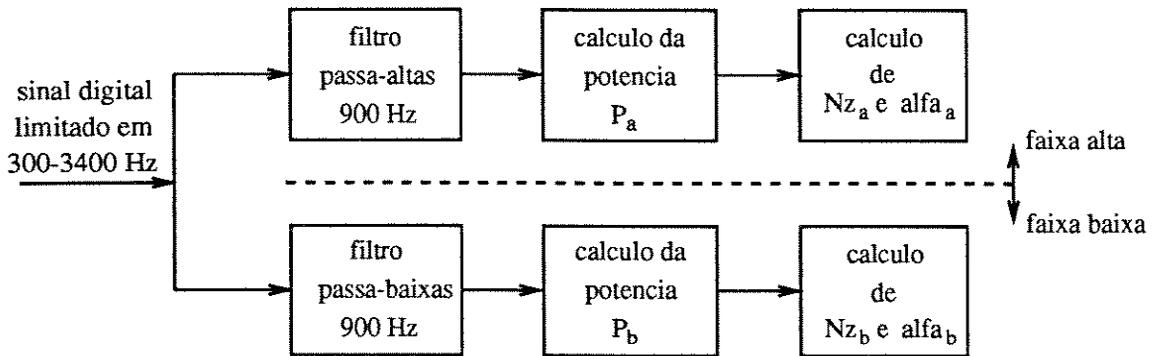


Figura 4.3: Procedimento utilizado para a separação de faixas.

quando o sinal é de modem, sendo que para alguns casos este valor ultrapassa 95%. A exceção é o sinal de modem V.23 transmitindo 75 bps, cuja portadora é de 420 Hz, fazendo com que a potência concentre-se praticamente na faixa baixa (99.1%).

Observa-se que, para sinais de voz e música, a potência praticamente concentra-se na faixa baixa. Nesta mesma faixa, entretanto, a concentração de potência é ligeiramente maior para música que para sinais de voz. Dentre os sinais de voz, os arquivos com voz feminina forneceram, na faixa baixa, concentração de potência menor que a fornecida pelos arquivos de voz masculina nesta mesma faixa.

Outro detalhe a ser observado é que a concentração de potência na faixa **alta** para sinais de modems é, em média, maior que a concentração de potência na faixa **baixa** para sinais de voz e música.

A seguir, mostram-se nas tabelas 4.2 e 4.3 os valores de cruzamentos de zero N_z , seu desvio padrão σ_z e os valores do parâmetro α (o quociente entre N_z e seu desvio padrão) para os sinais resultantes das filtragens passa-altas e passa-baixas,

Arquivo	P_b (%)	P_a (%)	n° blocos 32 ms
V32.T96.30	13.20	86.80	310
V32.Q96.30	13.40	86.60	310
V32.Q48.30	13.50	86.50	310
V22.Q24.30	8.90	91.10	310
V22.D12.30	8.80	91.20	310
V21.F30.30	4.80	95.20	310
V23.T75.30	99.10	0.90	310
V23.T12.30	0.40	99.60	310
V29.Q96.30	15.10	84.90	310
V29.Q72.30	15.50	84.50	310
F.1	71.00	29.00	229
F.2	79.10	20.90	220
M.1	83.30	16.70	235
M.2	82.90	17.10	235
MCLAS.1	87.70	12.30	292
MCLAS.2	97.90	2.10	292
MPOP.1	83.20	16.80	292
MPOP.2	81.10	18.90	292

Tabela 4.1: Cruzamentos de zero e potência para os sinais filtrados.

respectivamente. Os subscritos a e b indicam valores obtidos para as faixas alta e baixa. Cada intervalo de observação tem duração de 32 ms, e os valores mostrados nas tabelas constituem média sobre determinado número de intervalos de 32 ms.

Nas tabelas 4.2 e 4.3 pode-se observar uma ligeira alteração no comportamento dos valores médios de cruzamentos de zero com relação aos obtidos com os sinais não filtrados mostrados no capítulo 2. Para os sinais de voz e música, os valores de cruzamentos de zero diminuíram, concentrando-se praticamente em uma região pequena da faixa baixa, que, por concentrar a maior parte da potência de sinais de voz e música, é a faixa de interesse para este tipo de sinais.

Para os sinais de modems a faixa de interesse é a faixa alta, por concentrar a maior parte de sua potência. Nesta faixa, ou seja, após a filtragem passa-altas, os valores de cruzamentos de zero sofreram um pequeno aumento.

Apesar das alterações obtidas nos valores de cruzamentos de zero, observa-se que a dispersão destes valores, vista no capítulo 2, continua ocorrendo após as filtragens.

Os valores de desvio padrão e os valores de cruzamentos de zero fornecem valores para o parâmetro α que continuam permitindo a separação dos sinais de voz/música dos sinais de modems.

Observa-se que a distinção dos sinais parece poder ser feita olhando-se tanto o parâmetro α_a para a faixa alta como o parâmetro α_b para a faixa baixa.

O algoritmo proposto a seguir faz uso das filtragens descritas anteriormente e por isso recebe o nome de algoritmo *Filtro*.

Fazem-se inicialmente as filtragens passa-altas e passa-baixas do sinal. A seguir é feito o cálculo da percentagem de potência do sinal que se encontra em cada faixa, calculando-se o parâmetro β de acordo com a expressão 4.1. Quando este parâmetro estiver acima de um limiar L_1 , existe grande chance de que o sinal seja de modem, devido à grande concentração de potência na faixa alta para este tipo de sinal. Ocorrendo isto, testa-se o parâmetro α_a referente à parte alta, o qual permite tomar a decisão sobre o tipo de sinal. Utiliza-se para o limiar L_1 o valor 4, que corresponde a um limite de 80% de potência. Para o parâmetro α_a , o limiar utilizado corresponde ao valor 15.

Para sinais cuja potência concentra-se principalmente na faixa baixa, como sinais de voz/música ou o caso especial do modem V.23 transmitindo 75 bps, o

Arquivo	N_{za}	σ_a	α_a	n° blocos 32 ms
V32.T96.30	123.91	6.15	20.15	310
V32.Q96.30	124.14	6.48	19.15	310
V32.Q48.30	126.04	5.89	21.04	310
V22.Q24.30	78.95	2.71	29.10	310
V22.D12.30	81.56	2.53	32.19	310
V21.F30.30	69.46	2.05	33.85	310
V23.T75.30	79.04	16.18	4.88	310
V23.T12.30	110.57	3.52	31.45	310
V29.Q96.30	122.07	5.67	21.51	310
V29.Q72.30	122.39	5.89	20.79	310
F.1	111.95	31.44	3.91	229
F.2	127.25	29.54	4.31	220
M.1	112.89	35.59	3.33	235
M.2	122.01	35.38	3.60	235
MCLAS.1	82.58	7.88	10.47	292
MCLAS.2	70.36	9.57	7.35	292
MPOP.1	85.88	12.11	7.09	292
MPOP.2	87.53	17.32	5.04	292

Tabela 4.2: Cruzamentos de zero, desvio padrão σ_z e parâmetro α após filtragem passa-altas.

Arquivo	N_{zb}	σ_b	α_b	n° blocos 32 ms
V32.T96.30	48.24	2.43	19.85	310
V32.Q96.30	48.29	2.46	19.67	310
V32.Q48.30	48.44	2.39	20.24	310
V22.Q24.30	56.48	2.03	27.79	310
V22.D12.30	56.33	2.10	26.85	310
V21.F30.30	63.98	2.39	26.77	310
V23.T75.30	26.94	1.09	24.70	310
V23.T12.30	62.03	4.25	14.59	310
V29.Q96.30	46.49	2.77	16.81	310
V29.Q72.30	46.43	2.65	17.54	310
F.1	37.17	9.65	3.85	229
F.2	38.98	9.25	4.21	220
M.1	34.81	9.37	3.72	235
M.2	38.93	9.65	4.03	235
MCLAS.1	34.66	4.17	8.31	292
MCLAS.2	34.76	6.93	5.01	292
MPOP.1	34.27	7.33	4.67	292
MPOP.2	39.39	7.30	5.40	292

Tabela 4.3: Cruzamentos de zero, σ_z e parâmetro α após filtragem passa-baixas.

parâmetro β deve ser inferior a um limiar L_2 . Utiliza-se para o limiar L_2 o valor 0.04, que corresponde a um limite de potência de 4%. Para a decisão entre voz/música e modem V.23 é testada a região onde se encontram os cruzamentos de zero e também o parâmetro α referente à faixa baixa, α_b . Para este modem a variação dos valores de cruzamentos de zero é extremamente pequena, possibilitando a discriminação entre ele e sinais de voz/música. No teste de cruzamentos de zero utiliza-se para o limiar L_4 o valor 28.3. Para o teste do parâmetro α_b , o limiar L_3 é o mesmo utilizado no teste do parâmetro α_a .

Quando a potência estiver distribuída nas duas faixas, ou seja, se o parâmetro β estiver entre os limiares L_1 e L_2 , o algoritmo classifica o sinal como sendo de voz ou música.

Resumindo o algoritmo *Filtro*:

1. Filtragens passa-altas e passa-baixas.
2. Cálculo de β , N_{za} , N_{zb} , α_a e α_b .

$$3. \beta > L_1 ? \left\{ \begin{array}{l} \text{Sim} : \alpha_a > L_3 ? \left\{ \begin{array}{l} \text{Sim} : \text{MODEM} \\ \text{Não} : \text{VOZ} \end{array} \right. \\ \text{Não} : \beta < L_2 ? \left\{ \begin{array}{l} \text{Não} : \text{VOZ} \\ \text{Sim} : N_{za} < L_4 ? \left\{ \begin{array}{l} \text{Não} : \text{VOZ} \\ \text{Sim} : \alpha_b > L_3 ? \left\{ \begin{array}{l} \text{Não} : \text{VOZ} \\ \text{Sim} : \text{MODEM} \end{array} \right. \end{array} \right. \end{array} \right. \end{array} \right.$$

Submeteram-se os arquivos da base de dados a este algoritmo. Isto foi feito para diferentes tempos de análise de sinal, com o objetivo de estudar-se o desempenho do algoritmo.

Na tabela 4.4 encontram-se os resultados obtidos para o algoritmo *Filtro*. Na segunda coluna, os valores de P_{acerto} para voz mostram a percentagem de acerto obtida quando o sinal de entrada é de voz ou música e é efetivamente identificado como voz. Computam-se como erros para modems as vezes em que o algoritmo decide por voz quando o sinal é de modem e vice-versa. Na terceira coluna, P_{acerto} revela a percentagem de acerto obtida quando um sinal de modem na entrada do algoritmo foi corretamente identificado como sendo de modem.

O algoritmo *Filtro* fornece para sinais de modems resultados melhores que para sinais de voz/música quando se analisa tempo inferior a 320 ms. Para tempo

Tempo de análise (× 32 ms)	P _{acerto} voz (%)	P _{acerto} modem (%)
200	100.00	100.00
150	100.00	100.00
100	100.00	100.00
50	100.00	100.00
25	100.00	99.17
20	98.86	100.00
18	100.00	100.00
16	99.04	97.89
14	99.17	98.18
12	97.22	97.60
10	97.73	98.06
8	97.69	97.63
7	97.58	97.05
6	97.22	96.86
5	95.45	97.42
4	95.00	96.62
3	93.49	96.41
2	91.36	95.87

Tabela 4.4: Resultados do algoritmo *Filtro* para diferentes tempos de análise.

analisado maior que 320 ms, o desempenho deste algoritmo se iguala para os dois tipos de sinais.

Pode-se observar que, embora seja melhor para sinais de modems, ocorre uma diminuição na percentagem de acerto à medida em que se diminui o tempo de análise. Devido à maneira como é calculado o número médio de cruzamentos de zero para os arquivos, quanto maior o tempo de sinal analisado, melhor é o resultado obtido, já que a longo prazo as diferenças entre os números de cruzamentos de zero para sinais de voz/música e modems se acentuam.

O maior erro ocorre quando se analisam apenas 64 ms de sinal, ou seja, duas janelas de 32 ms. Entretanto, para sinais de modems, mesmo ao se utilizar o tempo mínimo de análise, ainda existe probabilidade de acerto superior a 95%.

No caso de voz, a percentagem de acerto de 91.36% quando se analisa 64 ms de sinal decorre do fato de que a dispersão dos valores de cruzamentos de zero é grande para este tipo de sinal. Os erros obtidos distribuem-se de maneira aproximadamente igual para os arquivos de voz e para os arquivos de música.

Para melhor visualização da diferença entre as probabilidades de acerto do algoritmo para voz e modems, os valores da tabela 4.4 foram colocados em um gráfico, mostrado na figura 4.4.

Na figura 4.4 observa-se o comportamento do algoritmo para os dois tipos de sinais tendo como tempo analisado intervalos variando de 64 ms a 1.92 s. É dada na figura 4.5 uma visão detalhada dos resultados do algoritmo *Filtro* para tempos de análise variando de 64 ms a 640 ms. Nela pode constatar-se a superioridade deste algoritmo para sinais de modems para tempo mínimo de análise.

4.3 Algoritmo *Locus*

Foram obtidas no capítulo 3 expressões que fornecem o número de cruzamentos de zero em função de características dos modems (expressões 3.31, 3.42 e 3.69). Os resultados obtidos através delas para os modems utilizados neste trabalho encontram-se na tabela 4.5².

No mesmo capítulo 3, obteve-se a expressão que relaciona o número de cruzamentos de zero com os valores de autocorrelação entre amostras sucessivas (expressão

²No caso dos modems V.29 e V.32, utilizando faixa mínima (roll-off zero). No caso do modem V.22, utilizando roll-off de 0.75).

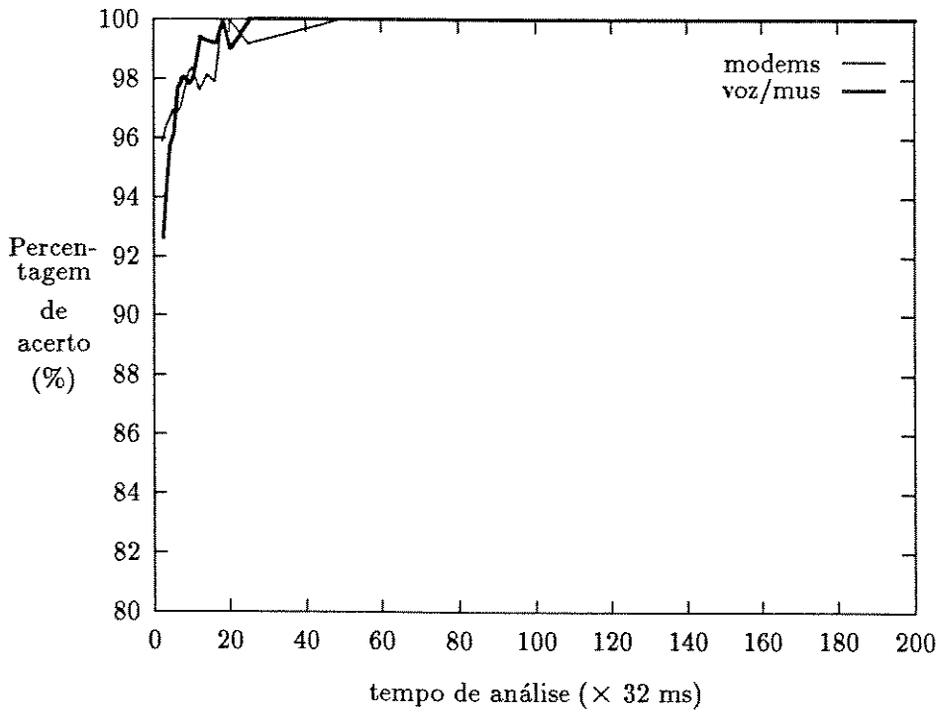
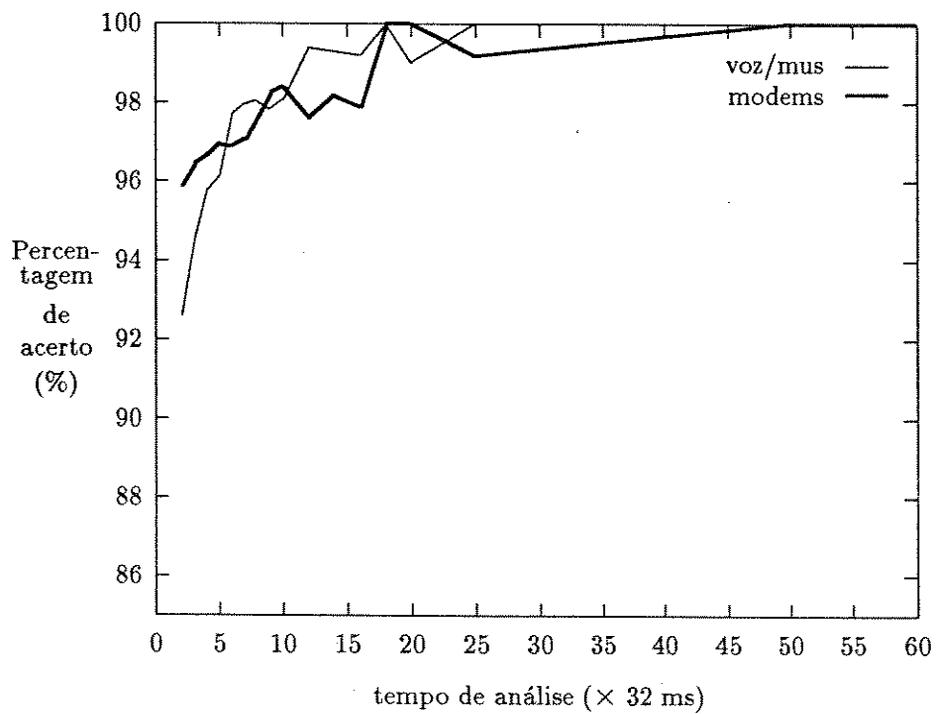


Figura 4.4: Resultados do algoritmo *Filtro* para diferentes tempos de análise.

Tipo de Modem	Cruz. zero esperado
V.32	118.50
V.29	112.30
V.22	77.75
V.21	69.42
V.23	111.77
V.23 (75 bps)	26.95

Tabela 4.5: Cruzamentos de zero teóricos para modems ($T = 32$ ms).

Figura 4.5: Detalhe dos resultados para o algoritmo *Filtro*.

3.10). Verificou-se que, para sinais de modems, praticamente todos os pares (N_z, ρ_1) medidos diferem dos teóricos em no máximo 10%. Desta forma, se se permitir uma tolerância ΔN nos números de cruzamentos de zero teóricos da tabela 4.5, através da expressão 3.10 pode-se chegar a valores de ρ_1 correspondentes a $N_z \pm \Delta N$.

O conjunto de pontos englobados por $(N_z \pm \Delta N, \rho_1 \pm \Delta \rho)$ define para cada modem uma região onde existe grande probabilidade de se encontrarem os pares de pontos (N_z, ρ_1) para os arquivos de modems. Cada “locus” (daí o nome do algoritmo) deve, entretanto, ser capaz de conter em si apenas os pares de pontos (N_z, ρ_1) correspondentes aos sinais daquele modem. A tolerância ΔN para o número de cruzamentos de zero deve ser escolhida cuidadosamente de forma a permitir a separação efetiva entre os sinais de voz ou música e sinais de modems.

Para o algoritmo *Locus* propõe-se o seguinte procedimento: após a definição do “locus” para cada modem (a partir da tabela 4.5 e da expressão 3.10), calculam-se também os valores de número médio de cruzamentos de zero, autocorrelação entre amostras sucessivas e parâmetro α . De posse destes parâmetros, verifica-se inicialmente se cada par (N_z, ρ_1) medido pertence a algum dos “loci” L_i determinados para os modems. Caso o par (N_z, ρ_1) não pertença a nenhum L_i , o algoritmo decide por voz. Caso contrário, ainda é feita outra verificação testando-se o parâmetro α com um limiar L_1 . Se o parâmetro α ultrapassa o limiar L_1 , isto significa que o sinal analisado possui pequena dispersão de valores de cruzamentos de zero. Neste caso, o algoritmo *Locus* classifica o sinal como sendo de modem.

Resumindo o algoritmo *Locus*:

1. Cálculo de N_z teóricos para modems.
2. Determinação de cada “locus” a partir de $N_z = f(\rho_1)$ e ΔN .
3. Medidas de N_z , ρ_1 e α .

$$4. (N_z, \rho_1) \in L_i? \begin{cases} \text{Não : VOZ} \\ \text{Sim : } \alpha > L_1? \begin{cases} \text{Sim : MODEM} \\ \text{Não : VOZ} \end{cases} \end{cases}$$

Tentou-se também uma inversão na ordem dos testes para o algoritmo *Locus*, ou seja, testa-se inicialmente o parâmetro α e realiza-se o teste dos “loci” dos modems somente quando α ultrapassar um limiar. Optou-se pela versão escrita acima, apesar de os resultados das duas versões serem equivalentes.

Tempo de análise ($\times 32$ ms)	$P_{\text{acerto voz}}$ (%)	$P_{\text{acerto modem}}$ (%)
200	100.00	100.00
150	100.00	90.00
100	100.00	86.67
50	100.00	83.33
25	100.00	86.67
20	100.00	83.33
18	100.00	81.76
16	100.00	85.79
14	99.30	84.09
12	99.40	84.80
10	99.51	86.13
8	99.61	85.26
7	98.98	84.09
6	99.13	83.33
5	98.80	83.71
4	97.88	83.77
3	97.76	82.33
2	97.12	82.58

Tabela 4.6: Resultados do algoritmo *Locus* com tolerância de 5% em N_z .

Submeteram-se os arquivos da base de dados ao algoritmo *Locus* utilizando diferentes tempos de análise e diferentes valores para a tolerância ΔN de cruzamentos de zero. Os valores para tolerância ΔN foram de 5, 10, 12.5 e 15% e, para cada valor de ΔN , o tempo de análise variou de 64 ms a 6.4 s.

Nas tabelas seguintes (4.6 a 4.9) estão os resultados para o algoritmo *Locus*. Com o intuito de facilitar a visualização dos resultados, encontram-se estes plotados em curvas de probabilidade de acerto para voz/música e modems em função do tempo analisado de sinal (figuras 4.6 a 4.13).

Quando se utiliza $\Delta N = 5\%$, observa-se que a probabilidade de acerto do algoritmo *Locus* para modems sofre uma sensível redução, somente atingindo 90% ao se analisarem pelo menos 150 intervalos de 32 ms. Para voz e música, o desempenho do algoritmo *Locus* é excelente ao se utilizar $\Delta N = 5\%$, sendo a probabilidade de acerto superior a 97% em apenas 64 ms de sinal analisados (tabela 4.6 e figura 4.6).

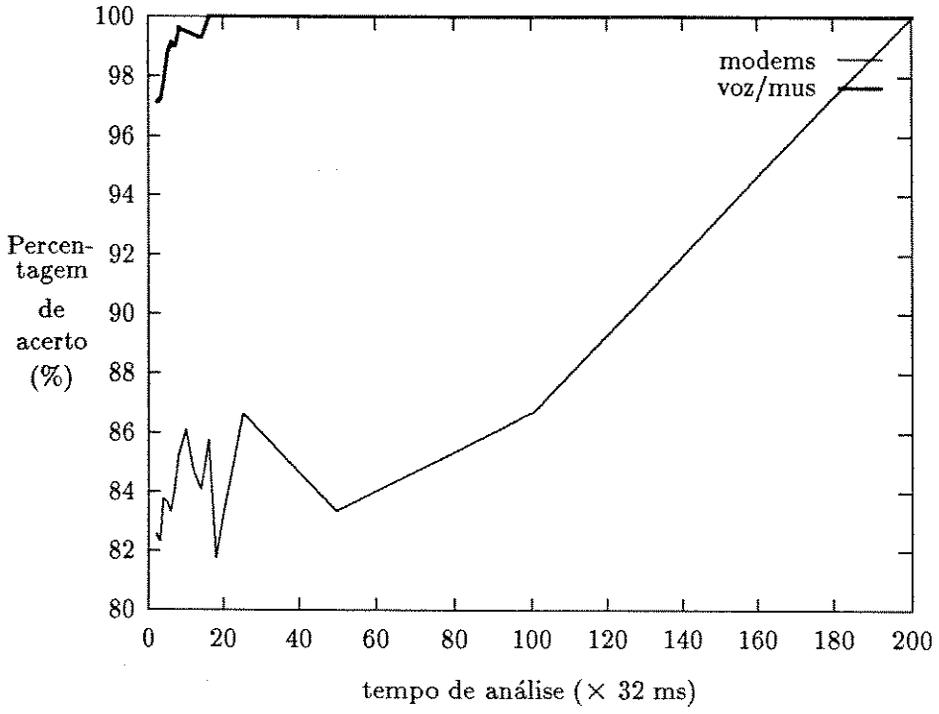


Figura 4.6: Resultados do algoritmo *Locus* com tolerância de 5% em N_2 .

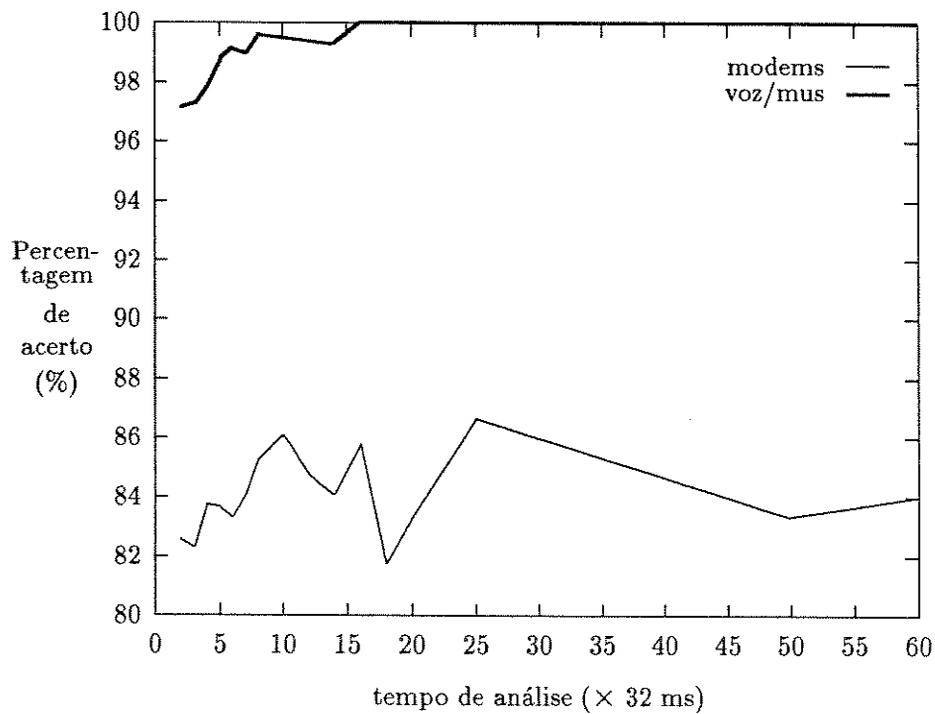


Figura 4.7: Detalhe dos resultados do algoritmo *Locus* com $\Delta N = 5\%$.

Tempo de análise ($\times 32$ ms)	$P_{\text{acerto voz}}$ (%)	$P_{\text{acerto modem}}$ (%)
200	100.00	100.00
150	100.00	95.00
100	100.00	96.67
50	100.00	95.00
25	98.73	95.83
20	100.00	94.67
18	100.00	95.88
16	100.00	93.16
14	99.30	95.45
12	99.40	95.60
10	99.51	95.81
8	98.44	94.74
7	96.59	94.77
6	97.38	94.71
5	96.39	95.65
4	95.00	94.68
3	93.80	94.66
2	90.88	95.29

Tabela 4.7: Resultados do algoritmo *Locus* com tolerância de 10% em N_z .

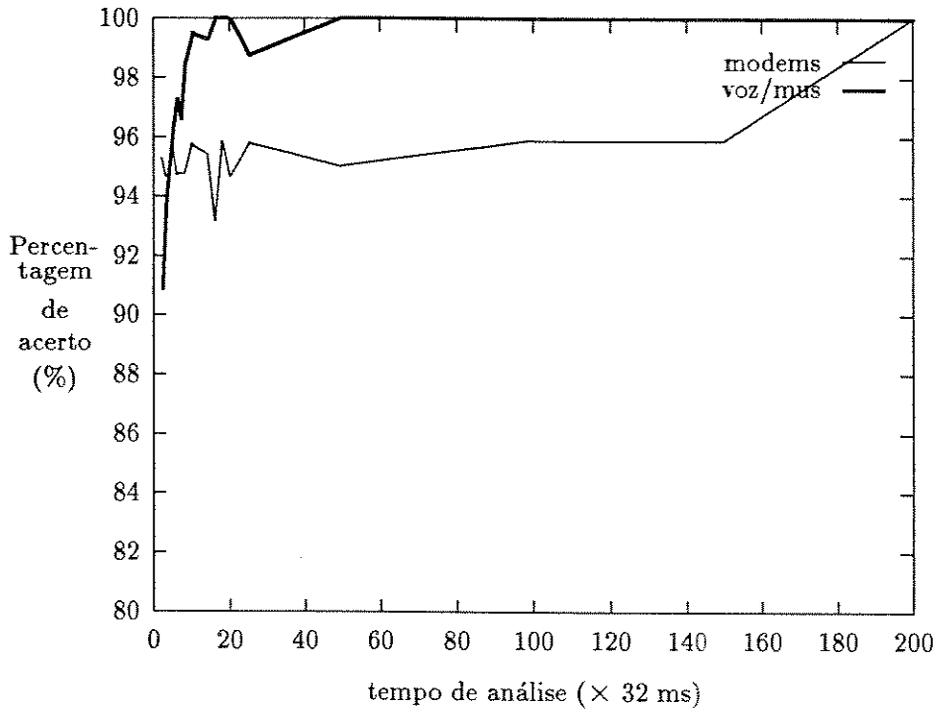


Figura 4.8: Resultados do algoritmo *Locus* com tolerância de 10% em N_2 .

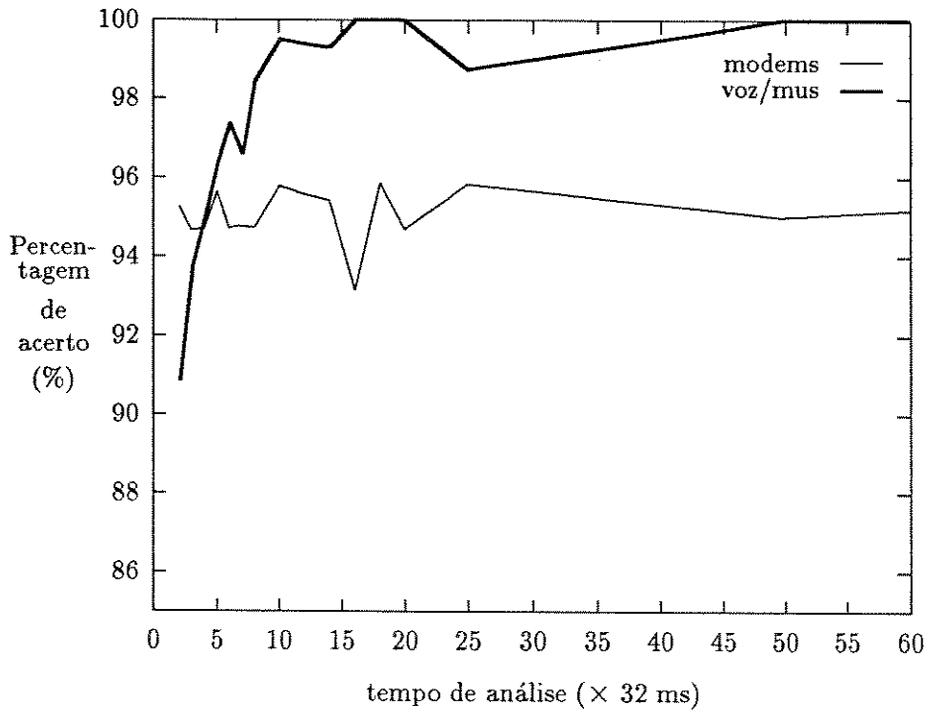


Figura 4.9: Detalhe dos resultados do algoritmo *Locus* com $\Delta N = 10\%$.

Tempo de análise ($\times 32$ ms)	$P_{\text{acerto}}^{\text{voz}}$ (%)	$P_{\text{acerto}}^{\text{modem}}$ (%)
200	100.00	100.00
150	100.00	100.00
100	100.00	100.00
50	100.00	100.00
25	100.00	100.00
20	100.00	100.00
18	100.00	100.00
16	100.00	100.00
14	98.60	100.00
12	99.40	100.00
10	99.51	100.00
8	96.89	100.00
7	95.90	99.77
6	96.22	100.00
5	93.98	99.84
4	90.77	99.74
3	88.02	99.51
2	84.07	99.03

Tabela 4.8: Resultados do algoritmo *Locus* com tolerância de 15% em N_z .

Ao se aumentar a tolerância ΔN de cruzamentos de zero de 5 para 10%, observa-se (figura 4.8) que há uma melhora significativa do desempenho do algoritmo *Locus* com relação a sinais de modems, obtendo-se desta maneira probabilidade de acerto superior a 95% já com o tempo mínimo analisado.

A alteração de 5% para 10% na tolerância de número de cruzamentos de zero ΔN provoca aumento das regiões $(N_z \pm \Delta N, \rho_1 \pm \Delta \rho)$, tornando levemente maior a probabilidade de pares (N_z, ρ_1) de voz e música situarem-se dentro do “locus” de algum modem e acarretando um número maior de erros para estes sinais. Entretanto, ainda assim consegue-se probabilidade de acerto superior a 90% ao se utilizar o tempo mínimo de análise de sinal para voz e música (ver tabela 4.7).

Com novo acréscimo de 5% ao valor da tolerância ΔN de cruzamentos de zero, ou seja, fazendo $\Delta N = 15\%$, observa-se que ocorre uma inversão no desempenho do algoritmo *Locus*. Os melhores resultados com $\Delta N = 5\%$ ou 10% são para sinais de voz e de música, ao passo que com $\Delta N = 15\%$ verifica-se excelente resultado para

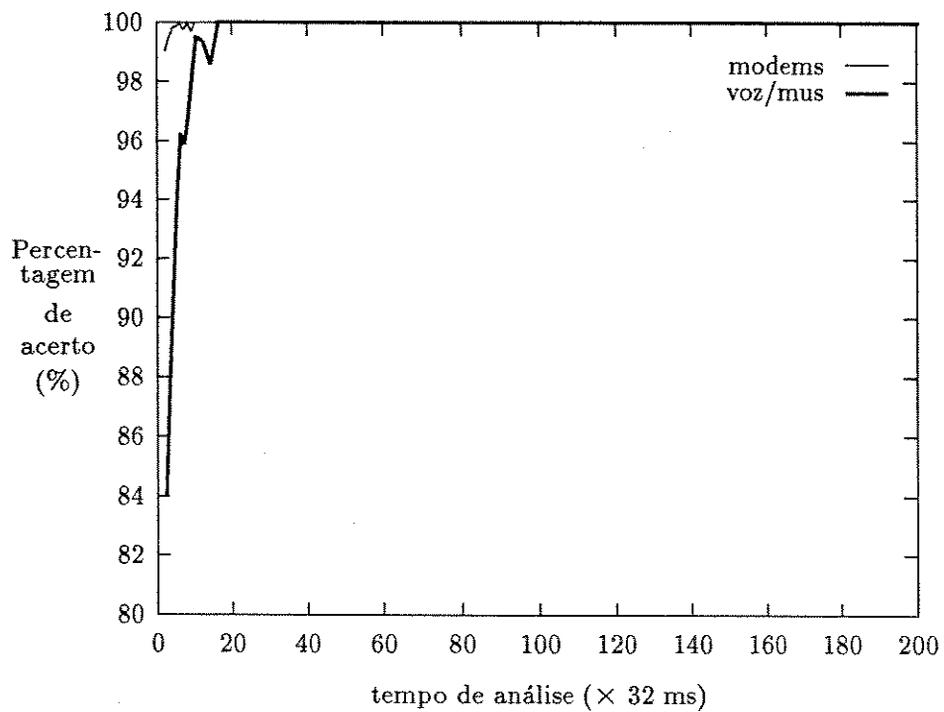
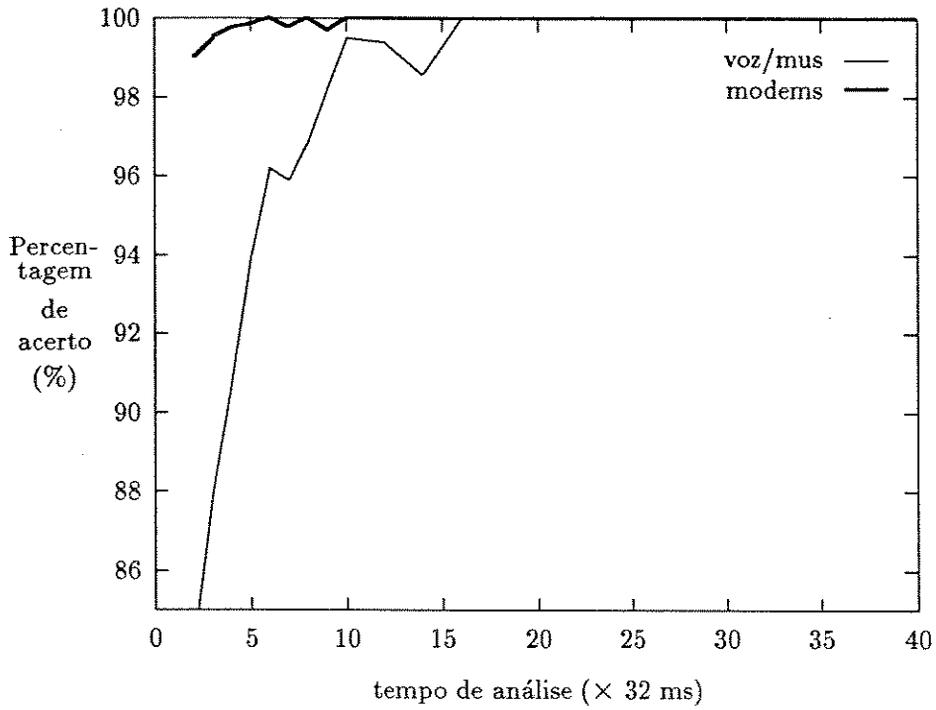


Figura 4.10: Resultados do algoritmo *Locus* com tolerância de 15% em N_z .

Figura 4.11: Detalhe dos resultados do algoritmo *Locus* com $\Delta N = 15\%$.

Tempo de análise ($\times 32$ ms)	$P_{\text{acerto voz}}$ (%)	$P_{\text{acerto modem}}$ (%)
200	100.00	100.00
150	100.00	95.00
100	100.00	96.67
50	100.00	98.34
25	100.00	99.17
20	100.00	98.00
18	100.00	98.24
16	100.00	97.37
14	99.17	97.73
12	99.31	96.80
10	99.43	98.06
8	97.69	98.16
7	96.37	97.50
6	96.18	97.06
5	94.60	98.71
4	93.18	97.92
3	90.92	97.18
2	88.07	97.81

Tabela 4.9: Resultados do algoritmo *Locus* com tolerância de 12.5% em N_z .

sinais de modems (tabela 4.8). Com o tempo mínimo de análise, 64 ms, atinge-se 99% de probabilidade de acerto para sinais de modems. Para sinais de voz e música, a probabilidade de acerto cai para 84% ao se analisar o tempo mínimo de sinal. Apesar desta ligeira piora dos resultados para voz e música com $\Delta N = 15\%$ e tempo de análise de 64 ms, se ultrapassa 90% de probabilidade de acerto com 128 ms de sinal analisado, mostrando uma tendência de convergência rápida para probabilidade de 100% de acerto para sinais de voz e música.

A inversão do desempenho do algoritmo *Locus* ao se variar a tolerância de cruzamentos de zero de 10 para 15% sugere a existência de um valor de ΔN intermediário que confira ao algoritmo desempenho igualmente satisfatório tanto para sinais de voz e música quanto para sinais de modems.

Proposto o valor de 12.5% para a tolerância ΔN , novamente submeteram-se os arquivos de sinais da base de dados ao algoritmo *Locus*, obtendo os resultados constantes da tabela 4.9 e da figura 4.12.

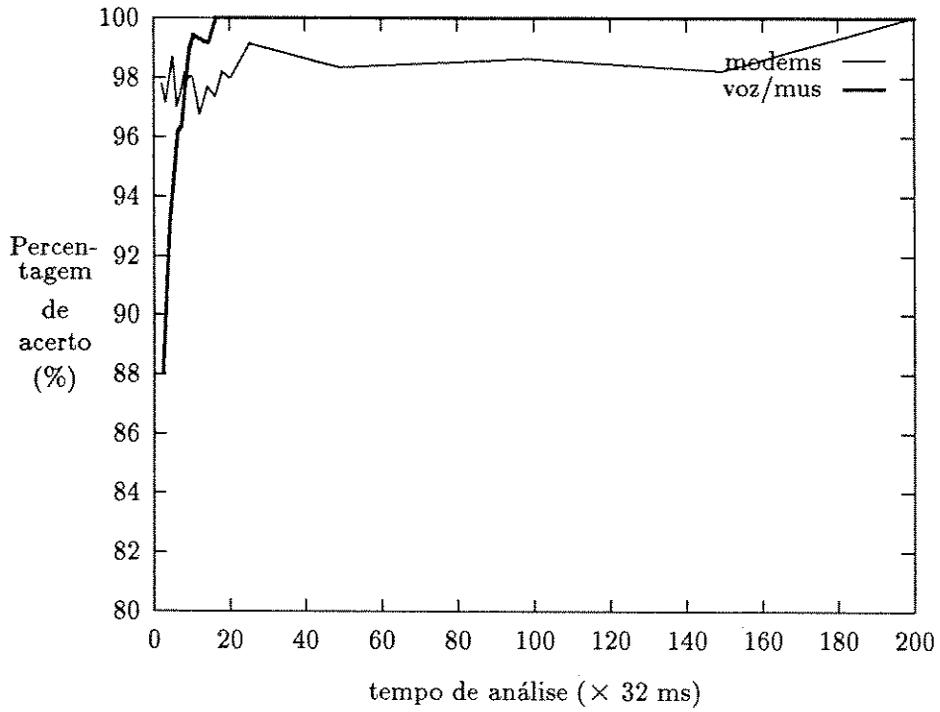


Figura 4.12: Resultados do algoritmo *Locus* com tolerância de 12.5% em N_z .

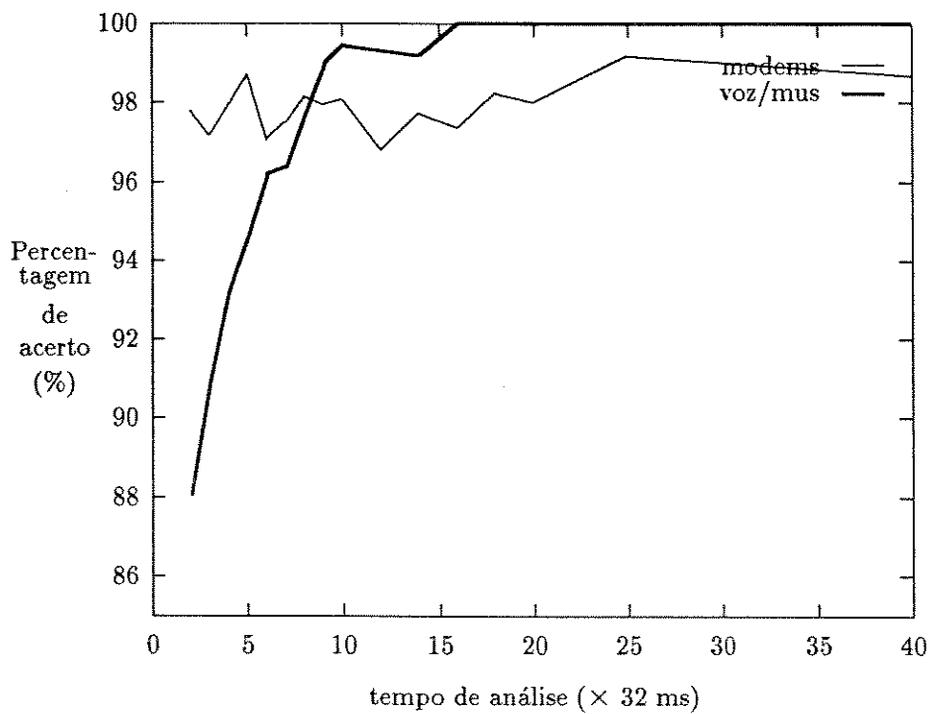


Figura 4.13: Detalhe dos resultados do algoritmo *Locus* com $\Delta N = 12.5\%$.

Com relação ao tempo analisado de sinal, o algoritmo *Locus* comporta-se, para sinais de modems, como se fosse independente, mantendo para este tipo de sinal a probabilidade de acerto em torno de 97%. Para sinais de voz e música, a dependência do tempo de análise pode ser vista na tabela 4.9, onde a probabilidade de acerto do algoritmo para o tempo mínimo de análise está em torno de 88%. Ao se analisarem 320 ms de sinal, a probabilidade de acerto atinge cerca de 99%.

As diferenças obtidas nos resultados do algoritmo *Locus* à medida em que se varia a tolerância ΔN de cruzamentos de zero sugerem que se questione o papel do “locus” de cada modem no que diz respeito à decisão tomada pelo algoritmo. Muitos dos erros do algoritmo para alguns tipos de modems ocorreram pelo fato da autocorrelação ρ_1 estar fora do “locus” correspondente, apesar do número de cruzamentos de zero pertencer a ele. Nestes casos, o parâmetro α não chega a ser testado.

4.4 Algoritmo Alfa

O algoritmo proposto a seguir mede a validade do uso dos “loci” dos modems. Testando apenas o parâmetro α pode-se avaliar sua contribuição tanto sozinho como em outro algoritmos para discriminação.

Desta maneira, o algoritmo *Alfa* proposto consiste simplesmente do teste do parâmetro α :

1. Cálculo de N_z e α .
2. $\alpha > L_1 ? \left\{ \begin{array}{l} \text{Sim : MODEM} \\ \text{Não : VOZ} \end{array} \right.$

Os resultados para o algoritmo *Alfa* encontram-se na tabela 4.10 e também na figura 4.14.

Para sinais de modems, a utilização do parâmetro α para a decisão mostrou eficiência excepcional, sendo a probabilidade de acerto maior que 99% com o tempo mínimo de análise.

Para sinais de voz e música o resultado do algoritmo *Alfa* para pouco tempo de análise é muito ruim, estando próximo de 33% quando se analisam 64 ms. À medida que se aumenta o tempo analisado, este resultado vai melhorando, atingindo mais que 80% com 224 ms analisados e cerca de 95% com 512 ms analisados. O mau

Tempo de análise (× 32 ms)	P _{acerto} voz (%)	P _{acerto} modem (%)
200	100.00	100.00
150	100.00	100.00
100	100.00	100.00
50	100.00	100.00
25	96.88	100.00
20	97.73	100.00
18	97.92	100.00
16	95.19	100.00
14	94.17	100.00
12	93.06	100.00
10	92.05	100.00
8	83.33	100.00
7	81.85	100.00
6	76.74	100.00
5	70.17	100.00
4	62.95	99.87
3	52.23	99.61
2	33.75	99.23

Tabela 4.10: Resultados do algoritmo *Alfa*.

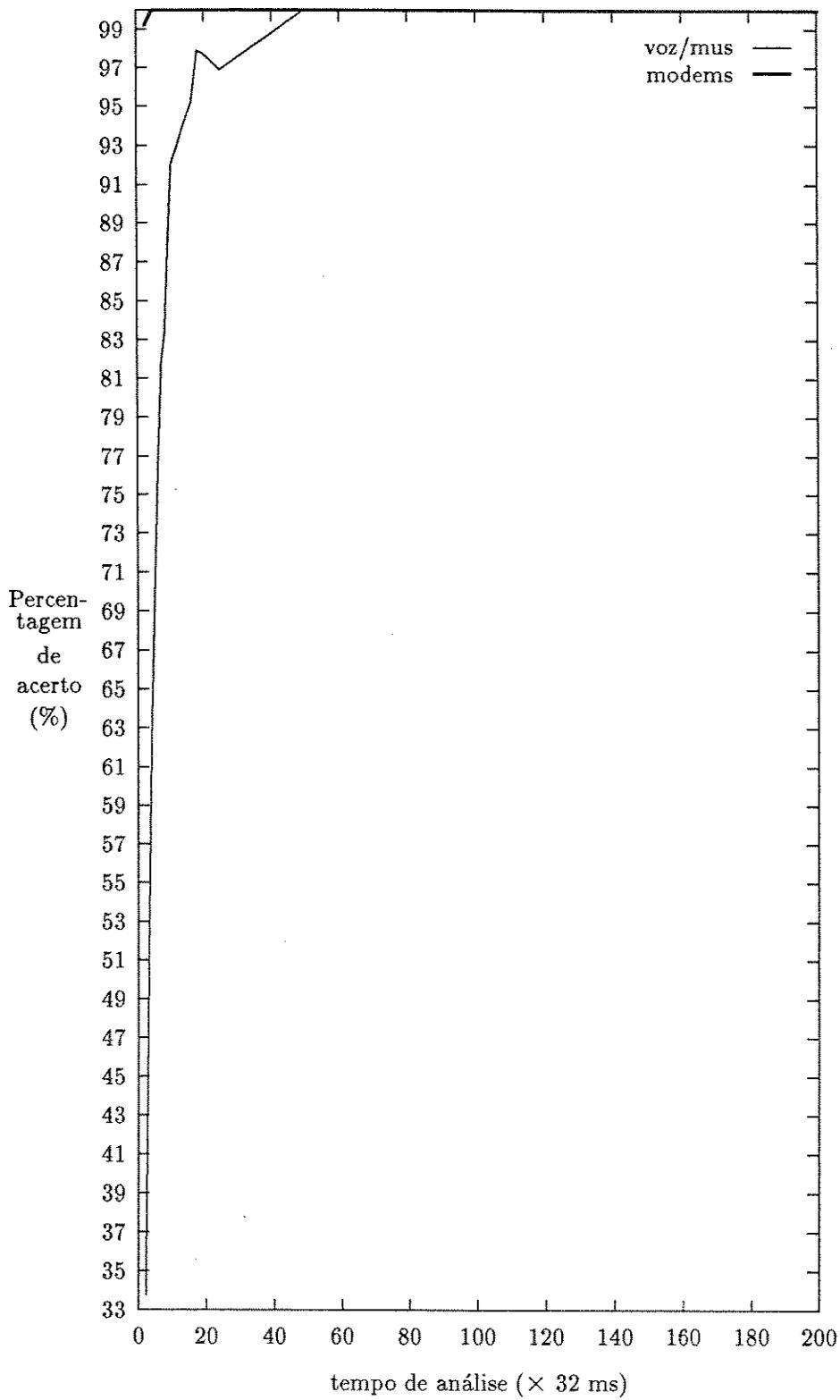


Figura 4.14: Resultados do algoritmo Alfa.

resultado obtido para sinais de voz e música ao se analisar pouco tempo de sinal reflete a já citada dispersão de valores de cruzamentos de zero para estes sinais.

O algoritmo *Alfa* pode representar uma solução de baixíssima complexidade caso haja a possibilidade de se esperar cerca de 1.6 s para se obter a decisão.

4.5 Algoritmo *Janelas*

O algoritmo anterior fornece resultados excepcionais para sinais de modems, não podendo o mesmo ser dito com relação a sinais de voz e música.

Bons resultados foram obtidos também com o algoritmo *Locus*. Entretanto, pôde ser observado que ocorrem erros na decisão para modems, e estes erros são devidos principalmente ao distanciamento entre os valores medido e teórico para a autocorrelação entre amostras. Nestes casos, apesar do valor da autocorrelação afastar o ponto (N_z, ρ_1) de seu “locus”, o valor medido de cruzamentos de zero N_z ainda pertence à faixa $N_z \pm \Delta N$.

O último algoritmo proposto neste trabalho propõe aproveitar a proximidade entre os valores de cruzamentos de zero teóricos e medidos para os sinais de modems, utilizando-a para separar sinais de modems de sinais de voz e música quando, para estes, o parâmetro α ultrapassar o limiar L_1 .

Dada uma tolerância ΔN para o número de cruzamentos de zero, obtêm-se “janelas” onde devem estar concentrados os valores de cruzamentos de zero para sinais de modems. Pontos (N_z, α) fora destas “janelas” levam o algoritmo a decidir por voz, conforme pode ser visto na figura 4.15.

Resumindo o algoritmo *Janelas*:

1. Cálculo de N_z teóricos para modems.
2. Determinação das “janelas” a partir de ΔN .
3. Medidas de N_z e α .

$$4. \alpha < L_1? \begin{cases} \text{Sim : VOZ} \\ \text{Não : } N_z \in (N_z \pm \Delta N)? \begin{cases} \text{Sim : MODEM} \\ \text{Não : VOZ} \end{cases} \end{cases}$$

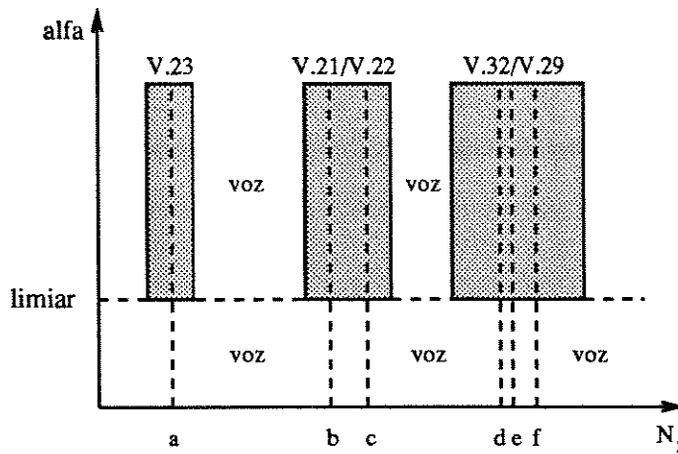


Figura 4.15: Janelas para cruzamentos de zero e parâmetro α .

Através desta figura pode-se perceber que a ordem em que são realizados os testes de α e N_z não afeta os resultados do algoritmo, o que foi confirmado em simulações. Para a versão final do algoritmo optou-se por realizar primeiramente o teste do parâmetro α .

O algoritmo *Janelas* foi testado para dois valores de tolerância de cruzamentos de zero ΔN : 5% e 10%. Estes valores de ΔN são utilizados para todos os modems exceto o modem V.23 transmitindo 75 bps. Este modem, por constituir exceção em aspectos já vistos, possui uma “janela” fixa e não afetada pela tolerância ΔN .

Os resultados para o algoritmo *Janelas* com tolerância ΔN de 10% encontram-se na tabela 4.11 e figura 4.16. Na figura 4.17 observam-se com mais detalhe os resultados do algoritmo para tempos de análise de 64 ms a 1.92 ms.

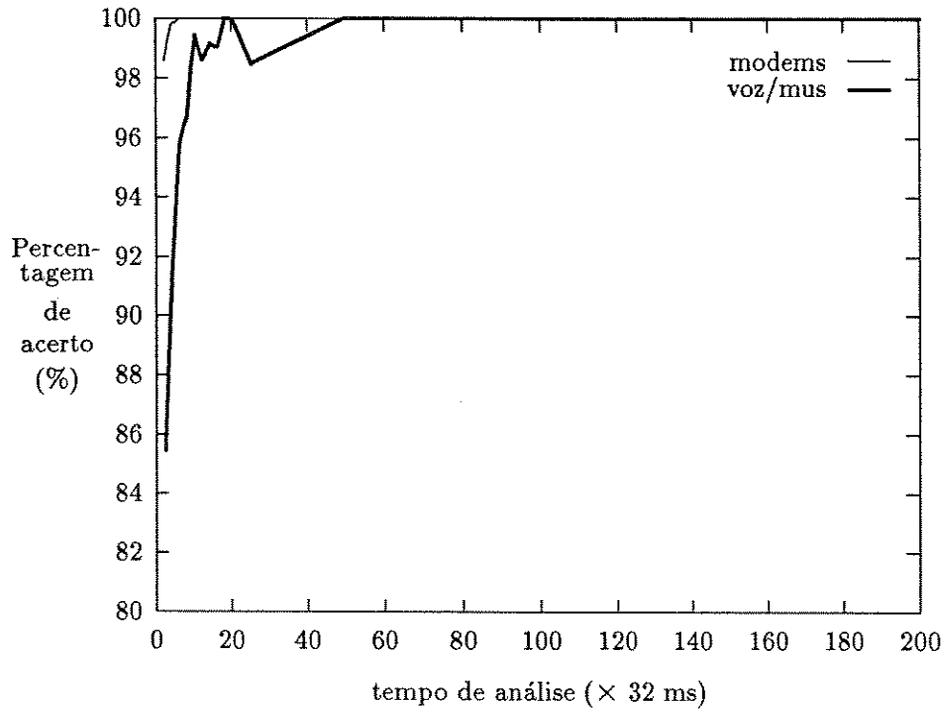
Para sinais de modems, os resultados foram muito bons, partindo de uma probabilidade de acerto de cerca de 98% para 64 ms de tempo analisado e convergindo rapidamente para 100%, atingindo este valor com cerca de 190 ms analisados de sinal.

Com tolerância de cruzamentos de zero de 10%, o algoritmo *Janelas* não apresenta para sinais de voz e música resultados bons como para modems, fornecendo para 64 ms analisados de sinal probabilidade de acerto de 85%. Com 190 ms analisados de sinal, o que para sinais de modems fornece certeza na decisão, para sinais de voz/música fornece probabilidade de acerto da ordem de 95%.

Ao estreitarem-se as “janelas” para os modems, observa-se que os resultados

Tempo de análise (× 32 ms)	P _{acerto} voz (%)	P _{acerto} modem (%)
200	100.00	100.00
150	100.00	100.00
100	100.00	100.00
50	100.00	100.00
25	98.44	100.00
20	100.00	100.00
18	100.00	100.00
16	99.04	100.00
14	99.17	100.00
12	98.61	100.00
10	99.43	100.00
8	96.76	100.00
7	96.37	100.00
6	95.83	100.00
5	93.75	99.84
4	91.59	99.74
3	88.87	99.32
2	85.45	98.58

Tabela 4.11: Resultados do algoritmo *Janelas* com tolerância de 10% em N_z .

Figura 4.16: Resultados do algoritmo *Janelas* com tolerância de 10% em N_z .

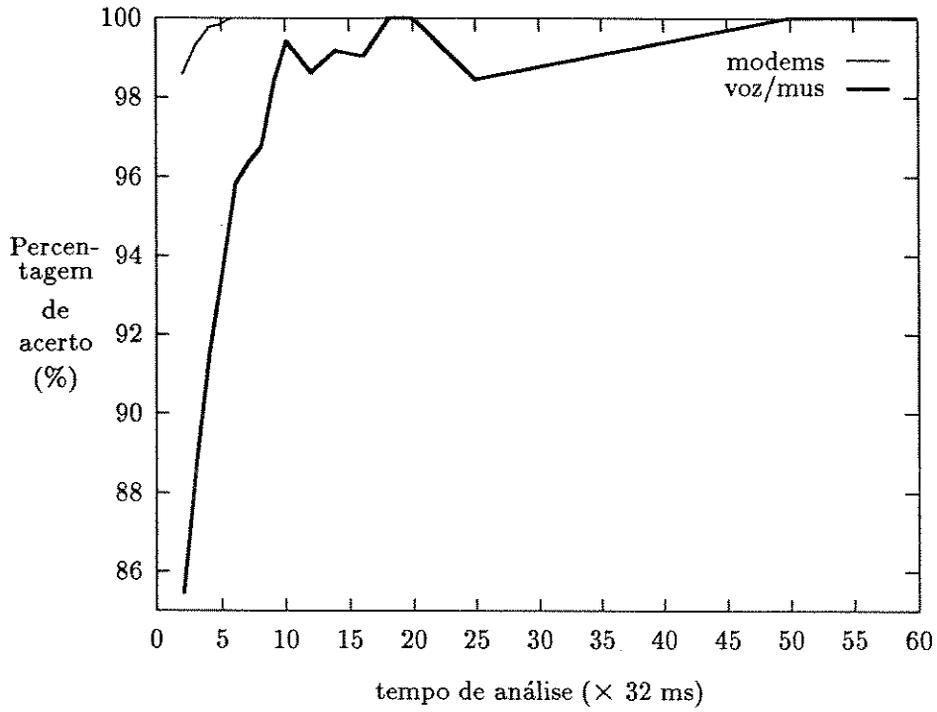


Figura 4.17: Detalhe dos resultados do algoritmo *Janelas* com $\Delta N = 10\%$.

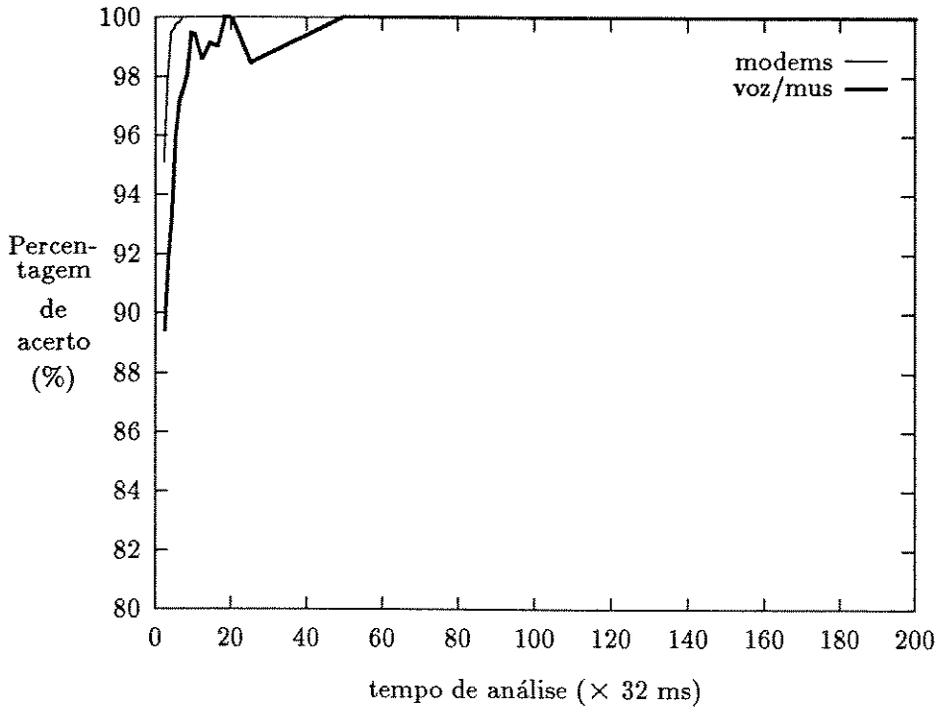
Tempo de análise ($\times 32$ ms)	$P_{\text{acerto voz}}$ (%)	$P_{\text{acerto modem}}$ (%)
200	100.00	100.00
150	100.00	100.00
100	100.00	100.00
50	100.00	100.00
25	98.44	100.00
20	100.00	100.00
18	100.00	100.00
16	99.04	100.00
14	99.17	100.00
12	98.61	100.00
10	99.43	100.00
8	98.15	100.00
7	97.58	100.00
6	97.22	99.80
5	96.02	99.68
4	93.86	99.48
3	91.95	97.96
2	89.43	95.10

Tabela 4.12: Resultados do algoritmo *Janelas* com tolerância de 5% em N_z .

para voz e modems aproximam-se, ou seja, ocorre uma melhora nos resultados para voz/música e uma pequena degradação nos resultados para modems. Isto ocorre devido ao fato de que diminuindo-se as “janelas” para modems, diminui-se a probabilidade de pontos (N_z, α) de voz localizarem-se nelas. Por outro lado, aumenta-se a probabilidade de pontos (N_z, α) de modems caírem fora das “janelas”, o que proporciona mais erros para modems com $\Delta N = 5\%$ que para $\Delta N = 10\%$. Os resultados do algoritmo *Janelas* para $\Delta N = 5\%$ encontram-se na tabela 4.12 e figura 4.18.

Com $\Delta N = 5\%$, observa-se para sinais de modems probabilidade de acerto maior que 95% com o tempo mínimo de análise, sendo ainda a convergência para 100% rápida e ocorrendo em torno de 220 ms analisados de sinal.

Para sinais de voz e música, obtém-se com o tempo mínimo de análise quase 90% de probabilidade de acerto, convergindo para 100% ao se analisarem cerca de 600 ms de sinal.

Figura 4.18: Resultados do algoritmo *Janelas* com tolerância de 5% em N_z .

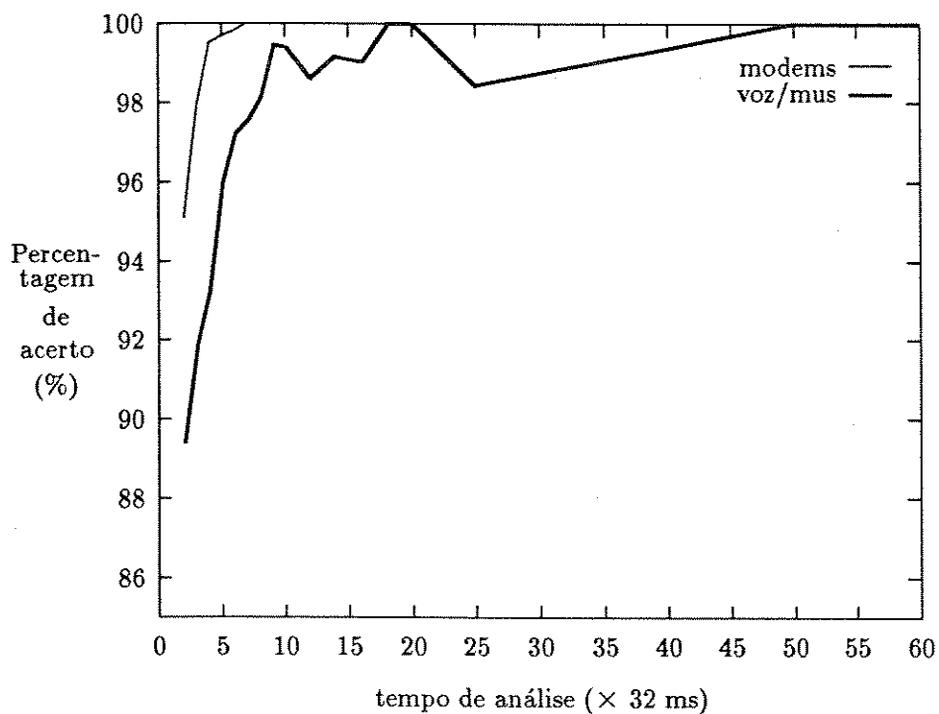


Figura 4.19: Detalhe dos resultados do algoritmo *Janelas* com $\Delta N = 5\%$.

Na figura 4.19 pode-se observar com mais detalhe os resultados do algoritmo *Janelas* para tempos de análise inferiores a 1.92 s.

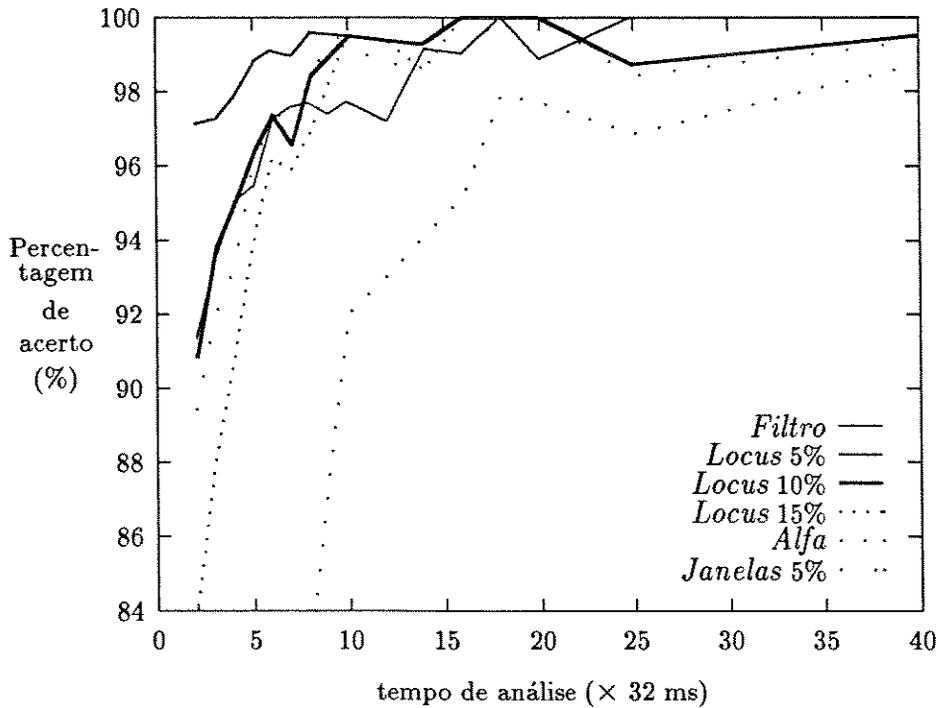


Figura 4.20: Resultados dos algoritmos para voz e música.

4.6 Comparações entre os Algoritmos

São feitas a seguir comparações entre os algoritmos propostos.

Na figura 4.20 são mostrados os resultados dos quatro algoritmos para voz.

De todos os resultados obtidos para sinais de voz e música, o melhor foi o do algoritmo *Locus* com $\Delta N = 5\%$, que fornece probabilidade de acerto da ordem de 97% para tempo mínimo de sinal analisado. Com $\Delta N = 5\%$, entretanto, o algoritmo *Locus* não fornece bons resultados para sinais de modems.

Levando-se em conta apenas os resultados obtidos para sinais de voz e música, pode-se dizer que o algoritmo *Filtro* e o algoritmo *Locus* para $\Delta N = 10\%$ são semelhantes. Ambos fornecem probabilidade de acerto da ordem de 91% para o tempo mínimo de sinal analisado, mantendo resultados semelhantes quando o tempo de análise é inferior a 160 ms. Analisando-se mais do que 160 ms de sinal, observa-se que a convergência para probabilidade de acerto de 100% para o algoritmo *Locus* com $\Delta N = 10\%$ é mais rápida que para o algoritmo *Filtro*.

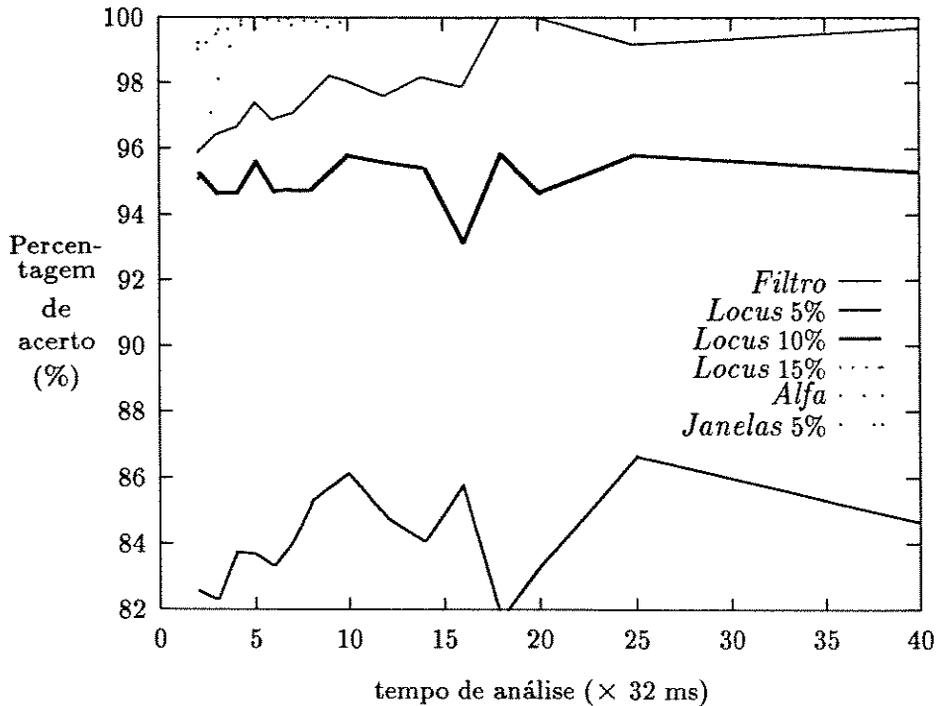


Figura 4.21: Resultados dos algoritmos para sinais de modems.

Do ponto de vista de complexidade, o melhor algoritmo para sinais de voz é o algoritmo *Janelas*, que, sem necessitar de filtragens no sinal ou do cálculo de autocorrelação, fornece, para $\Delta N = 5\%$, probabilidade de acerto da ordem de 89% com o tempo mínimo de análise de sinal.

Na figura 4.21 são mostrados os resultados dos quatro algoritmos para sinais de modems.

Considerando-se apenas os resultados para sinais de modems, pode-se observar que os melhores resultados são obtidos através dos algoritmos *Alfa* e *Locus* com $\Delta N = 15\%$. Ambos fornecem 99% de probabilidade de acerto para 64 ms analisados de sinal e atingem 100% com cerca de 200 ms analisados, sendo que a convergência mais rápida para 100% é encontrada no algoritmo *Alfa*. Coincidentemente, o algoritmo *Alfa* é o que fornece piores resultados para sinais de voz e música. Este fato mostra o compromisso existente entre os resultados obtidos para voz e para modems.

Do ponto de vista de complexidade e levando-se em conta o compromisso com sinais de voz e música, uma boa solução para separação é o algoritmo *Janelas*. Com

tolerância de cruzamentos de zero de 5%, fornece probabilidade de acerto da ordem de 95% para modems com 64 ms analisados de sinal.

Obviamente a discussão a respeito de qual é o melhor algoritmo para separação de sinais está ligada aos resultados pretendidos para ele e ao que se pode dispor em termos de tempo para obtenção da decisão e custo (complexidade) do algoritmo.

Considerando que o tempo desejado para obtenção da decisão seja inferior a 100 ms, o algoritmo *Filtro* apresenta melhor resultado face ao compromisso voz/música \times modems. Entretanto, sua necessidade de filtros para o sinal de entrada pode não justificar seus resultados, já que com o algoritmo *Locus* com $\Delta N = 10\%$ os resultados são praticamente da mesma ordem, sendo ligeiramente inferiores para sinais de modems. Resultados desta ordem para modems podem ser obtidos com o algoritmo *Janelas* com $\Delta N = 5\%$, onde, apesar da complexidade ser menor que para os algoritmos *Filtro* e *Locus*, há ligeira degradação nos resultados para sinais de voz e música.

Uma síntese dos comentários feitos a respeito dos algoritmos é mostrada a tabela a seguir (tabela 4.13). A complexidade é considerada baixa quando há necessidade apenas da contagem de cruzamentos de zero, média quando se utiliza cálculo da autocorrelação e alta quando há necessidade de se utilizarem dois filtros para o sinal de entrada.

A escolha de um algoritmo de separação de sinais depende essencialmente da aplicação a que se destina.

É desejável que se obtenha um bom resultado com um tempo de análise mínimo de sinal, principalmente para sinais de modems, que podem ser transmitidos de maneira intermitente e por períodos curtos de tempo.

Dado também que um erro na decisão por um tipo de sinal implica na decisão pelo outro tipo, deve-se avaliar se isto constitui fator crítico ou não na aplicação desejada. Em um equipamento multiplicador de circuitos digitais, por exemplo, não é interessante aumentar as chances de se classificar sinais de modems como sendo de voz, pois pode haver redução em sua taxa de codificação e a perda na relação sinal/ruído não será aceitável. Por outro lado, sinais de voz classificados como de modems podem levar o equipamento à condição de sobrecarga com frequência, já que não se reduz a taxa de codificação de canais com sinais de modems.

Algoritmo	$P_{\text{acerto}}^{\text{voz}}$ $t < 100ms$	$P_{\text{acerto}}^{\text{modems}}$ $t < 100ms$	Complexi- dade	$P_{\text{acerto}}^{\text{voz}}$ $t < 1s$	$P_{\text{acerto}}^{\text{modems}}$ $t < 1s$	Convergên- cia 100% voz	Convergên- cia 100% modems
<i>Filtro</i>	93%	96%	alta	100%	100%	média	média
<i>Locus</i> 5%	97%	82%	média	100%	86%	rápida	lenta
<i>Locus</i> 10%	93%	94%	média	100%	95%	média	média
<i>Locus</i> 12.5%	90%	97%	média	100%	98%	média	média
<i>Locus</i> 15%	84%	99%	média	100%	100%	média	rápida
<i>Alfa</i>	50%	99%	baixa	97%	100%	lenta	rápida
<i>Janelas</i> 5%	91%	97%	baixa	100%	100%	média	rápida
<i>Janelas</i> 10%	88%	99%	baixa	99%	100%	média	rápida

Tabela 4.13: Síntese dos resultados dos algoritmos.

Comentários sobre Limiares

É importante relatar que os limiares escolhidos para os algoritmos propostos foram obtidos através da observação e do estudo do comportamento dos próprios parâmetros a serem testados.

No caso da frequência limite para a separação efetuada no algoritmo *Filtro*, escolheu-se o valor de 900 Hz em função dos valores das frequências das portadoras dos modems estudados. A frequência portadora mais baixa é de 1080 Hz (excluindo-se a frequência de 420 Hz para o modem V.23 transmitindo 75 bps), o que poderia sugerir uma filtragem em 1000 Hz. Os resultados obtidos, neste caso, tornar-se-iam mais dependentes da resposta em frequência dos filtros utilizados. Variações de ordem inferior a 100 Hz na frequência limite (por exemplo, 920 Hz) não afetariam significativamente os resultados do algoritmo.

Para a escolha do limiar de teste do parâmetro β analisou-se a distribuição da percentagem de potência nas faixas alta e baixa e optou-se pelo valor 4, que corresponde a 80% da potência. Um outro teste poderia ser implementado no algoritmo, ainda, com um valor de β correspondente a, por exemplo, 90% de potência na faixa alta para sinais de alguns modems. Optou-se por fazer apenas um teste para a parte extrema da faixa alta.

Com relação ao teste do parâmetro β referente à faixa baixa, optou-se por teste da quase totalidade da potência do sinal, com o objetivo de detectar o modem V.23 transmitindo 75 bps.

No caso do parâmetro α , os valores utilizados para os limiares (15 para os sinais filtrados, no caso do algoritmo *Filtro* e 10.5 no caso dos outros algoritmos) foram alcançados após numerosos cálculos deste parâmetro para vários intervalos diferentes de tempo analisados. Embora não se tenha tentado fazer um “ajuste fino” destes limiares neste trabalho, pôde-se observar que o parâmetro α não possui sensibilidade muito crítica neste aspecto. Talvez para sinais de modems seja possível eliminar alguns erros com um valor diferente de limiar para o parâmetro α , mas para sinais de voz será difícil otimizar este valor quando se analisa pouco tempo de sinal³.

Com relação à tolerância para o número de cruzamentos de zero ΔN nos algoritmos *Locus* e *Janelas*, foram mostrados os resultados para apenas alguns valores. Pode também ser efetuado um “ajuste fino” destes valores, mas a apresentação dos resultados para mais valores de ΔN aqui tornaria o trabalho mais extenso e cansativo.

³Na verdade, o limiar para o parâmetro α é mais crítico quanto menos sinal se analisa.

Capítulo 5

Conclusões

Neste trabalho estudou-se a teoria de cruzamentos de zero, aplicando-a à caracterização de sinais presentes em canais telefônicos. Juntamente com outras técnicas, obtiveram-se expressões capazes de relacionar o número de cruzamentos de zero de um sinal de modem com os parâmetros básicos do próprio modem. Este resultado possibilitou a determinação de regiões (*Locus*, em plano $N_z \times \rho_1$ ou *Janelas*, em plano $\alpha \times N_z$) onde puderam ser detectados os sinais de modems, dando origem a duas propostas de algoritmos.

O parâmetro α , obtido a partir do número de cruzamentos de zero, revelou-se um dos resultados mais simples e mais importantes deste trabalho, permitindo uma excelente separação dos sinais de modems, conforme pôde ser visto nos resultados do algoritmo *Alfa*.

Os resultados dos algoritmos propostos mostram que é possível fazer a discriminação de sinais presentes em canais telefônicos. É possível obter-se, por exemplo, probabilidade de acerto maior que 90% analisando-se tempo da ordem de 100 ms para a maioria dos casos mostrados na tabela 4.13.

Conforme já foi dito, estes algoritmos pressupõem a detecção prévia de atividade no canal, de forma que os sinais presentes possam ser caracterizados corretamente.

Os resultados obtidos com a teoria de cruzamentos de zero permitem que seja feita separação entre os tipos diferentes de modems olhando-se apenas seus valores de cruzamentos de zero em um determinado intervalo de tempo. Para aqueles modems cujos números esperados de cruzamentos de zero sejam próximos, torna-se necessária a análise de algum outro parâmetro. Não se pretendeu fazer a discriminação a este

nível; no entanto, é deixada a sugestão.

Conforme foi dito no capítulo 1, a maioria dos trabalhos existentes nesta área não fornece detalhes a respeito de implementação de algoritmos.

Um dos trabalhos estudados foi o Detetor de Voz/Discriminador de Dados de Yatsuzuka [1982]. Yatsuzuka se propõe a separar sinais de voz de sinais de dados a alta velocidade. Para esta discriminação utiliza-se da taxa de cruzamentos de zero, já que para sinais de dados a alta velocidade as frequências das portadoras encontram-se de 1700 a 1800 Hz. Devido a esses valores de frequências, estas portadoras fornecem alta taxa de cruzamentos de zero em pouco tempo, permitindo uma rápida (porém não completamente eficiente) separação.

Para discriminação entre dados a alta velocidade (4800 bps PSK-8 e QAM-8 e 9600 bps QAM-16), Yatsuzuka utiliza-se da energia a curto prazo do sinal e da análise de coeficientes de predição de um filtro preditor adaptativo. Os resultados desta discriminação não são muito explorados em seu trabalho, deixando margem a dúvidas.

O trabalho aqui apresentado é considerado como um avanço na direção iniciada por Yatsuzuka e outros autores. Partindo também do conhecido e explorado parâmetro *cruzamentos de zero*, desenvolve-se uma teoria completa e generalizada. Os resultados obtidos a partir da teoria aqui desenvolvida permitem não só a identificação de sinais de modems de alta velocidade como também de baixa velocidade. Permitem ainda a obtenção do número de cruzamentos de zero esperado no intervalo de tempo desejado para vários tipos de modems com grande simplicidade, dispensando o uso de filtros de predição adaptativos e fornecendo, portanto, soluções de mais baixo custo.

A teoria estudada permitiu uma boa caracterização dos parâmetros que definem os sinais de voz/música e modems. Através dos algoritmos propostos, obtiveram-se resultados de ótima qualidade, ficando o tempo de discriminação a critério da necessidade da aplicação. Estes resultados, juntamente com a teoria explorada, confirmam-se como a mais importante das contribuições fornecidas por este trabalho.

Este trabalho não pretende esgotar as possibilidades de otimização dos algoritmos propostos e nem tampouco encerrar a questão de separação de sinais nestes poucos algoritmos. Pretendeu-se mostrar caminhos viáveis para a solução deste problema, deixando em aberto o assunto no que diz respeito a explorações futuras e continuação dos trabalhos.

Anexo A

Parâmetros Básicos dos Modems Série V do CCITT

- Modem V.21
 - 300 b/s FSK duplex
 - Portadoras $\begin{cases} f_{01} = 1080 \text{ Hz} \\ f_{02} = 1750 \text{ Hz} \end{cases}$
 - Desvio de frequência: $\pm 100 \text{ Hz}$.
- Modem V.22
 - 1200 b/s full duplex
 - Portadoras $\begin{cases} f_{01} = 1200 \text{ Hz} \pm 0.5 \text{ Hz} \\ f_{02} = 2400 \text{ Hz} \pm 1 \text{ Hz} \end{cases}$
 - Espectro do sinal gerado: tipo cosseno levantado elevado a 1/2 com roll-off de 75%.
 - Faixa $\begin{cases} -3 \text{ dB} = \pm 300 \text{ Hz} \\ -20 \text{ dB} = \pm 500 \text{ Hz} \end{cases}$
 - $r_b = 1200 \text{ b/s} \Rightarrow \text{Tx com DQPSK, } r_s = 600 \text{ símbolos/s}$
 - $r_b = 600 \text{ b/s} \Rightarrow \text{Tx com DPSK, } r_s = 600 \text{ símbolos/s}$
 - Separação de canal por divisão de frequência
- Modem V.22 bis
 - 2400 b/s full duplex
 - QAM-16
 - Portadoras $\begin{cases} f_{01} = 1200 \text{ Hz} \pm 0.5 \text{ Hz} \\ f_{02} = 2400 \text{ Hz} \pm 1 \text{ Hz} \end{cases}$
 - Espectro idêntico ao V.22.
 - $r_b = 2400 \text{ b/s} \Rightarrow r_s = 600 \text{ símbolos/s}$
 - $r_b = 1200 \text{ b/s} \Rightarrow r_s = 600 \text{ símbolos/s}$
 - Separação de canal por divisão de frequência

- Modem V.23
 - 600/1200 b/s FSK duplex com canal de serviço
 - Taxas de modulação e frequências características para o canal de dados *forward*:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Modo 1: } f_0 = 1500 \text{ Hz } f_Z = 1300 \text{ Hz } f_A = 1700 \text{ Hz} \\ \text{(até 600 baud)} \\ \text{Modo 2: } f_0 = 1700 \text{ Hz } f_Z = 1300 \text{ Hz } f_A = 2100 \text{ Hz} \\ \text{(até 1200 baud)} \end{array} \right.$$
 - Para canal *backward* e taxa de modulação até 75 baud:

$$f_0 = 420 \text{ Hz } f_Z = 390 \text{ Hz } f_A = 450 \text{ Hz}$$
- Modem V.26
 - 2400 b/s DPSK-4 full duplex com canal de serviço
 - Portadora: 1800 Hz
 - $r_b = 2400 \text{ b/s} \Rightarrow r_s = 1200 \text{ símbolos/s}$
- Modem V.26bis
 - 1200/2400 b/s DQPSK/DPSK-4 com canal de serviço
 - Portadora: 1800 Hz
 - $r_b = 1200 \text{ b/s} \Rightarrow r_s = 1200 \text{ símbolos/s}$
 - $r_b = 2400 \text{ b/s} \Rightarrow r_s = 1200 \text{ símbolos/s}$
- Modem V.26ter
 - 2400 b/s DQPSK/DPSK-4 duplex
 - Portadora: 1800 Hz
 - Separação de canais por cancelamento de eco
- Modem V.27
 - 4800 b/s DPSK-8 full/half duplex com canal de serviço
 - Portadora: 1800 Hz
 - Inclusão de um equalizador manual
 - $r_b = 4800 \text{ b/s} \Rightarrow r_s = 1600 \text{ símbolos/s}$
- Modem V.27bis
 - 4800/2400 b/s full/half duplex
 - Portadora: 1800 Hz
 - Espectro de energia na forma de cosseno levantado igualmente dividido entre transmissão e recepção

- Modem V.27ter
 - 4800/2400 b/s DPSK-8 com canal de serviço
 - Portadora: 1800 Hz
 - Inclusão de um equalizador adaptativo automático
- Modem V.29
 - 9600 b/s QAM full/half duplex
 - Portadora: 1700 Hz
 - Coeficiente de roll-off: 0.25
 - $r_b = 9600, 4800, 7200$ b/s
 - $r_s = 2400$ símbolos/s para todas as velocidades
- Modem V.32
 - Até 9600 b/s full duplex
 - Portadora: 1800 Hz
 - Coeficiente de roll-off: 0.25
 - $r_b = 9600$ b/s $\Rightarrow \begin{cases} \text{QAM-16} & (16 \text{ estados}) \\ \text{QAM-32 Trellis} & (32 \text{ estados}) \end{cases}$
 - $r_b = 4800$ b/s \Rightarrow QAM-16 (16 estados)
 - $r_s = 2400$ símbolos/s para todos os casos

Referências Bibliográficas

Benvenuto, N. - "Voiceband Data Speed Discrimination", International Journal of Digital and Analog Communication Systems, vol. 5, pag. 69-72, 1992.

Buschman, B. D., Wilkerson, D. C., Gooch, R. P. - "Performance of an Integrated ADPCM/DSI Four-to-One Voice Compression System", pag. 427-431, Proc. Globecom 1984.

Celtig-3G, Technical Presentation of Digital Circuit Multiplication System, Alcatel, julho de 1987.

Friedman, B. - "Principles and Techniques of Applied Mathematics", John Wiley & Sons, 1956, cap. 3.

Intelsat Earth Station Standards (IESS), "Digital Circuit Multiplication Equipment Specification - 32 kbit/s ADPCM with DSI", Document IESS-501 (Rev. 2), 1987.

Lawson, J. L., Uhlenbeck, G. E., "Threshold Signals", McGraw-Hill Book Company, pag. 234, cap. 9, 1950.

Mantegassi, R. A. - "Discriminador de Dados/Voz", 7º Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, pag. 128-132, setembro de 1989.

Oppenheim, A., Schaffer, R. W. - "Digital Signal Processing", Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1975.

Papoulis, A. - "Probability, Random Variables and Stochastic Processes", New York, McGraw-Hill, 1984, cap. 5, 7, 9 e 11.

Recomendação CCITT G.726, "40, 32, 24, 16 kbit/s Adaptive Differential Pulse Code Modulation (ADPCM)", período de estudos 1989-1992.

Recomendação CCITT G.763, "Digital Circuit Multiplication Equipment Using 32 kbit/s ADPCM and Digital Signal Interpolation", período de estudos 1989-1992.

Recomendação CCITT G.765, "Packet Circuit Multiplication Equipment", período de estudos 1989-1992.

Recomendação CCITT G.766, "Specification for the Facsimile Demodulation/Remodulation Function of the DCME", período de estudos 1989-1992 (Recomendação a ser completamente aprovada em novembro de 1992).

Schwartz, M., Bennett, W. R. e Stein, S. - "Communication Systems and Techniques", McGraw-Hill, 1966, cap. 3.

Stumpers, F. L. H. M. - "Theory of Frequency Modulation Noise", Proc. IRE, vol. 36, pag. 1081-1092, setembro de 1958.

Yatsuzuka, Y., Suyderhoud, H. G. - "Discrimination of Speech and High Speed Voiceband Data Using Adaptive Predictor for DSI Application", Proc. Nat. Telecommunications Conference, novembro de 1981.

Yatsuzuka, Y. - "Highly Sensitive Speech Detector and High Speed Voiceband Data Discriminator in DSI/ADPCM Systems", IEEE Trans. on Communications, vol. 30, nº 4, abril de 1982.