

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**AVALIAÇÃO DE MISTURADORES ESPECTRAIS PARA
SINAIS DE VOZ NO CANAL RÁDIO MÓVEL**

JOSÉ FABRIZIO PEREIRA SAMPAIO

ORIENTADOR: FRANCISCO ASSIS DE O. NASCIMENTO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PUBLICAÇÃO: ENE.DM-188A/04
BRASÍLIA / DF: Julho/04

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**AVALIAÇÃO DE MISTURADORES ESPECTRAIS PARA SINAIS DE
VOZ NO CANAL RÁDIO MÓVEL**

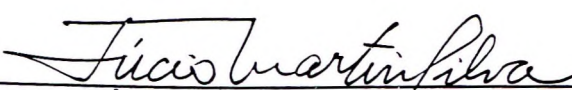
José Fabrício Pereira Sampaio

DISSERTAÇÃO DE Mestrado submetida ao Departamento de Engenharia Elétrica da Faculdade de Tecnologia da Universidade de Brasília, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre.

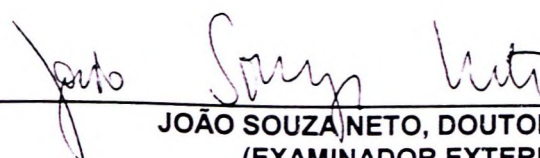
APROVADA POR:



FRANCISCO ASSIS DE OLIVEIRA NASCIMENTO, DOUTOR, ENE/UnB
(ORIENTADOR)



LÚCIO MARTINS DA SILVA, DOUTOR, ENE/UnB
(EXAMINADOR INTERNO)



JOÃO SOUZA NETO, DOUTOR, ECT/DF
(EXAMINADOR EXTERNO)

BRASÍLIA, 09 DE JULHO DE 2004.

FICHA CATALOGRÁFICA

SAMPAIO, JOSÉ FABRIZIO PEREIRA

Avaliação de Misturadores Espectrais para Sinais de Voz no Canal Rádio Móvel [Distrito Federal] 2004.

xv, 171 p., 210 x 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2004)

Dissertação de Mestrado - Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia. Departamento de Engenharia Elétrica

1. Misturador Espectral

2. Canal Rádio Móvel

3. Processamento Digital de Sinais

4. Medidas Objetivas

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

SAMPAIO, J. F. P. (2004). Avaliação de Misturadores Espectrais para Sinais de Voz no Canal Rádio Móvel. Dissertação de Mestrado, Publicação ENE.DM-188A/04, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 171 p.

CESSÃO DE DIREITOS

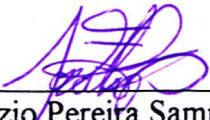
AUTOR: José Fabrízio Pereira Sampaio

TÍTULO: Avaliação de Misturadores Espectrais para Sinais de Voz no Canal Rádio Móvel.

GRAU: Mestre

ANO: 2004

É concedida à Universidade de Brasília a permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem a autorização por escrito do autor.


José Fabrízio Pereira Sampaio
SQS 414 BLOCO L APT° 302
70297120 - Brasília/DF - Brasil

AGRADECIMENTOS

À Deus, por ter permitido a realização de tudo isso.

Aos meus pais, pela preocupação, pelo amor dedicado, compreensão e incentivo.

Ao professor Francisco Assis, pela oportunidade oferecida, orientação adequada, paciência sem limites, disponibilidade diuturna, comprometimento e cumplicidade profundos, além da amizade leal.

À Fernanda, pela paciência ilimitada, apoio constante e amor sincero.

Ao Mestre em Ciências Cláudio Penedo de Albuquerque, pela ajuda imprescindível na modelagem de canais rádio.

Ao Mestre em Ciências Dirceu Gonzaga da Silva, pela transmissão incessante de conhecimentos e idéias sempre brilhantes.

Aos demais professores do ENE - UnB pelo apoio constante durante o período acadêmico.

RESUMO

AVALIAÇÃO DE MISTURADORES ESPECTRAIS PARA SINAIS DE VOZ NO CANAL RÁDIO MÓVEL

No presente trabalho é realizada a implementação de algoritmos e a avaliação de desempenho de sistemas misturadores no domínio da frequência para a criptografia em nível tático de sinais de voz (*scramblers*). A comparação de desempenho é feita para o canal rádio móvel, onde ocorrem fenômenos físicos de degradação do sinal recebido.

Para o estabelecimento das condições de contorno e avaliação de desempenho, foram implementados modelos lineares discretos variantes no tempo em MATLAB do comportamento dos canais rádio nas faixas de HF, VHF e UHF. Para uma compreensão dos modelos, foi realizada inicialmente uma revisão dos conceitos envolvidos na caracterização do canal rádio móvel, particularizando os mesmos até o caso de uso consagrado do canal WSSUS (*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*). Com as definições pertinentes ao modelo geral, foram utilizados modelos particulares baseados na técnica de geração de números aleatórios denominada Método de Monte-Carlo.

Foram implementados misturadores espectrais utilizando a Transformada Discreta de Fourier (DFT-*Discrete Fourier Transform*), a Transformada Discreta de Cossenos (DCT-*Discrete Cosine Transform*), a Transformada Discreta de Senos (DST-*Discrete Sine Transform*) e a Transformada Modulada com Superposição (MLT-*Modulated Lapped Transform*). A avaliação de desempenho foi baseada em simulações em MATLAB utilizando medidas objetivas consagradas de comparação, tais como a distância de Itakura, EMBSD (*Enhanced Modified Bark Spectral Distortion*) e SSNR (*Segmental Spectral Signal to Noise Ratio*).

Uma série de resultados de simulação foram obtidos com os diversos *scramblers* implementados em MATLAB. Nesses resultados foram utilizadas as transformadas DFT, DCT, DST e MLT, com troca dinâmica de permutações no tempo e com ajuste da largura de banda a ser permutada dentro da faixa de passagem do canal rádio.

Por fim, as medidas objetivas computadas na avaliação de desempenho foram utilizadas para avaliar a distância entre os sinais originais e os sinais distorcidos. Nesse processo foram levados em consideração a sensibilidade do algoritmo com respeito à transformada ortogonal utilizada. O confronto dos resultados objetivos mostrou que, para os critérios adotados, a Transformada de Cossenos Discreta (DCT) apresentou o melhor desempenho.

ABSTRACT

EVALUATION FOR SPEECH SPECTRAL SCRAMBLERS APPLIED TO THE MOBILE RADIO CHANNEL

The algorithms implementation and the system performance evaluation for frequency domain scramblers applied to tactical speech cryptography are accomplished in this work. A performance comparison is made concerned to the mobile radio channel where physical phenomena degrade received signal.

In order to define boundary conditions and the performance evaluation itself, MATLAB linear time variant discrete models of radio channel behavior were developed for HF, VHF and UHF bands. A review of the concepts related to the mobile radio channel characterization was initially made to improve the model comprehension and then narrowing the models until the well known WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) channel model. After grabbing the general model definitions, specific models were adopted based on the random number generation technique called Monte-Carlo method.

Some spectral scramblers were implemented based on the Discrete Fourier Transform (DFT), the Discrete Cosine Transform (DCT), the Discrete Sine Transform (DST) and the Modulated Lapped Transform (MLT). The performance evaluation was based on MATLAB simulations using known performance objective measures, as the Itakura distance, EMBSD (Enhanced Modified Bark Spectral Distortion) and SSNR (Segmental Spectral Signal to Noise Ratio).

Several simulation results were taken using the scramblers implemented in MATLAB language. To reach these results, the DFT, DCT, DST and MLT were applied with rolling code encryption dynamic scrambling and bandwidth adjustment for the bands to be mixed within the radio channel bandwidth.

At last, the objective measures computed during performance evaluation were used to evaluate the distance between original and distorted signals. The algorithm sensibility related to the employed orthogonal transform were taken account in the distance evaluation. The objective result comparison showed that, according to the adopted criterions, the Discrete Cosine Transform (DCT) revealed the better performance.

SUMÁRIO

1 - INTRODUÇÃO.....	16
1.1 - OBJETIVO.....	18
1.2 - METODOLOGIA DE ESTUDO.....	18
1.3 - ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	19
2 - CARACTERIZAÇÃO DO CANAL RÁDIO MÓVEL.....	21
2.1 - SINAL FAIXA ESTREITA E SINAL FAIXA LARGA.....	21
2.2 - MODELAGEM DO ESPALHAMENTO DO SINAL FAIXA ESTREITA.....	22
2.2.1 - Espectro do sinal.....	25
2.2.2 - Envoltória do sinal.....	28
2.2.3 - Fase do sinal.....	30
2.3 - SINAL FAIXA LARGA E SISTEMAS LINEARES VARIANTES NO	
TEMPO.....	30
2.3.1 -Funções características.....	31
2.4 - DESVANECIMENTOS E CLASSIFICAÇÃO DOS SINAIS.....	38
3 - MODELAGEM DE CANAIS RÁDIO.....	42
3.1 - CARACTERÍSTICAS DO CANAL HF.....	42
3.2 - MODELO PARA O SINAL DE VOZ NO CANAL HF.....	42
3.3 - CARACTERÍSTICAS DOS CANAIS VHF E UHF.....	48
3.4 - MODELO PARA O SINAL DE VOZ NOS CANAIS VHF E UHF.....	50
4 - SISTEMA DE SIMULAÇÃO PARA SINAIS DE VOZ.....	52
4.1 - MODELO SIMPLIFICADO DO TRANSCEPTOR.....	52
4.2 - SINAIS EM EQUIVALENTE PASSA BAIXAS.....	55
4.3 - IMPLEMENTAÇÃO DO CANAL VHF/UHF.....	57
4.4 - IMPLEMENTAÇÃO DO CANAL HF.....	60
5 - TRANSFORMADAS ORTOGONAIS DISCRETAS.....	63
5.1 - INTRODUÇÃO.....	63
5.2 - TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER.....	64
5.3 - TRANSFORMADAS DISCRETAS DE SENOS E COSSENOSES.....	66
5.4 - TRANSFORMADA MODULADA COM SUPERPOSIÇÃO (MLT).....	67

5.5 - DESCRIÇÃO DO ALGORITMO EM MATLAB PARA A MLT.....	70
6 - MISTURADORES ESPECTRAIS - <i>SCRAMBLERS</i>.....	72
6.1 - PRINCÍPIOS E ALGORITMOS UTILIZADOS.....	72
6.2 - PERMUTAÇÕES FIXAS E DINÂMICAS.....	74
6.3 - BANDA DO CANAL E BANDA DE PERMUTAÇÃO.....	75
6.4 - DESCRIÇÃO DOS ALGORITMOS EM MATLAB PARA OS MISTURADORES.....	82
7 - MEDIDAS OBJETIVAS DE DESEMPENHO.....	91
7.1 - DISTÂNCIAS VETORIAIS EM QUADROS DE AMOSTRAS.....	93
7.2 - SSNR-RELAÇÃO SINAL-RUÍDO ESPECTRAL SEGMENTAR.....	94
7.3 - MEDIDA DE DISTÂNCIA DE ITAKURA.....	95
7.4 - EMBSD - <i>ENHANCED MODIFIED BARKSPECTRAL DISTORTION</i>	96
8 - PROCEDIMENTOS DE MEDIDA DE DESEMPENHO.....	103
8.1 - CORPUS SIGNIFICATIVO PARA AS MEDIDAS DE DESEMPENHO.....	103
8.2 - PROCEDIMENTOS DE SIMULAÇÃO.....	105
8.3 - RESULTADOS.....	109
9-CONCLUSÕES.....	113
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	115
 APÊNDICES	
A - CÓDIGO FONTE DO ALGORITMO IMPLEMENTADO EM MATLAB 6.0 PARA SIMULAÇÃO DO CANAL VHF/UHF.....	118
B - CÓDIGO FONTE DO ALGORITMO IMPLEMENTADO EM MATLAB 6.0 PARA SIMULAÇÃO DO CANAL HF.....	123
C - CÓDIGO FONTE DO ALGORITMO IMPLEMENTADO EM MATLAB 6.0 PARA SIMULAÇÃO DO MISTURADOR DE VOZ BASEADO NA DFT.....	129
D - CÓDIGO FONTE DO ALGORITMO IMPLEMENTADO EM MATLAB 6.0 PARA SIMULAÇÃO DO MISTURADOR DE VOZ BASEADO NA DCT OU DST.....	134

E - CÓDIGO FONTE DO ALGORITMO IMPLEMENTADO EM MATLAB 6.0 PARA A MLT E DCT-IV.....	140
F - CÓDIGO FONTE DO ALGORITMO IMPLEMENTADO EM MATLAB 6.0 PARA SIMULAÇÃO DO MISTURADOR DE VOZ BASEADO NA MLT.....	145
G - CÓDIGO FONTE DO ALGORITMO IMPLEMENTADO EM MATLAB 6.0 PARA A MEDIDA SSNR	150
H - CÓDIGO FONTE DO ALGORITMO IMPLEMENTADO EM MATLAB 6.0 PARA A MEDIDA DA DISTÂNCIA DE ITAKURA.....	152
I - LISTAS DE FRASES FONETICAMENTE BALANCEADAS UTILIZADAS NAS LOCUÇÕES DO CORPUS.....	154
J - PERMUTAÇÕES UTILIZADAS NAS SIMULAÇÕES.....	162
K - DIVERSIFICAÇÃO DOS LOCUTORES QUE COMPÕEM O CORPUS.....	170

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 — Proposta para as características dos canais na faixa de HF.....	47
Tabela 8.2 - Resultados globais das simulações para o canal HF.....	110
Tabela 8.3 - Resultados globais das simulações para o canal VHF/UHF.....	111
Tabela K.1 — Diversificação dos locutores que compõem o corpus.....	170

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Geometria do modelo de espalhamento de Aulin.....	22
Figura 2.2 - (a) Espectrograma de frequência de um sinal de RF a 910 MHz (b) Espectro Doppler para as três diferentes formas de caracterização da v.a. β	27
Figura 2.3 - fdp da envoltória do sinal recebido para diferentes valores do parâmetro de Rice.....	30
Figura 2.4 - Relação entre as funções do sistema.....	32
Figura 2.5 - Perfil de Potência de Retardos típico.....	34
Figura 2.6 - Relação entre $Q(\tau)$ e $q(\Omega)$	35
Figura 2.7 - Perfil de Potência Doppler típico.....	36
Figura 2.8 - Relação entre $P(v)$ e $p(\xi)$	37
Figura 2.9 - Relação entre as funções do sistema para um canal WSSUS.....	38
Figura 2.10 - Ilustração do desvanecimento: (a) seletivo e (b) plano.....	40
Figura 3.1- Modelo adotado para o canal HF.....	43
Figura 3.2 - Translação de frequência no sinal analítico para o modelo adotado de canal HF.....	48
Figura 3.3 - Modelo adotado para os canais VHF e UHF.....	51
Figura 4.1 - Sistema de simulação implementado.....	52
Figura 4.2 - Resposta de Amplitude do FBU.....	53
Figura 4.3 - Resposta de Fase do FBU.....	54
Figura 4.4 - Distorção do sinal recebido devido ao erro A entre os osciladores locais do transmissor e receptor.....	55
Figura 4.5 - Sinal sem distorção, trecho sonoro amostrado a 8 kHz.....	59
Figura 4.6 - Sinal distorcido pelo algoritmo do canal VHF/UHF.....	60
Figura 4.7 - Sinal distorcido pelo algoritmo do canal HF.....	62
Figura 5.1 - Diagrama de fluxo da MLT. Transformada direta e inversa.....	70
Figura 6.1 - Mistura espectral, espectro hipotético dividido e misturado.....	72
Figura 6.2 - Espectrograma de uma senóide de 1 kHz com duração de 5 segundos.....	74
Figura 6.3 - Espectrograma de uma senóide de 1 kHz misturada utilizando a DFT com permutações dinâmicas trocadas a cada 15 blocos, cada bloco tem 256 amostras.....	75

Figura 6.4 - Espectrograma de um sinal de varredura de 0 a 4 kHz com 5 segundos de duração.....	77
Figura 6.5 - Espectrograma de um sinal de varredura misturado com permutação fixa utilizando DFT. Cada bloco tem 256 amostras, a banda assumida do canal está entre 200 Hz e 2440 Hz, os coeficientes fora da banda não foram zerados e foram usadas nove bandas de 250Hz.....	78
Figura 6.6 - Espectrograma de um sinal de varredura misturado com permutação fixa utilizando DFT. Cada bloco tem 256 amostras, a banda assumida do canal está entre 200 Hz e 2440 Hz, os coeficientes fora da banda foram zerados e foram usadas nove bandas de 250Hz.....	79
Figura 6.7 - Espectrograma de um sinal de varredura misturado com permutações dinâmicas trocadas a cada 10 blocos utilizando DFT. Cada bloco tem 256 amostras, a banda assumida do canal está entre 200 Hz e 2440 Hz, os coeficientes fora da banda foram zerados e foram usadas nove bandas de 250Hz.....	80
Figura 6.8 - Espectrograma de um sinal de voz, locutor feminino, da seguinte frase: "A questão foi retomada no congresso".....	81
Figura 6.9- Espectrograma de um sinal de voz misturado, locutor feminino, bloco de 256 amostras, utilizando DFT, permutações dinâmicas trocadas a cada quadro, banda do canal de 200-2440Hz, igualando a zero os coeficientes fora da banda do canal. Frase: "A questão foi retomada no congresso".....	81
Figura 6.10- Trecho sonoro original amostrado a 8 kHz.....	87
Figura 6.11- Trecho sonoro cifrado por um misturador baseado na DCT e submetido ao canal HF.....	88
Figura 6.12 - Trecho sonoro decifrado por um misturador baseado na DCT e submetido ao canal HF.....	88
Figura 6.13 - Trecho original amostrado a 8 kHz.....	89
Figura 6.14 - Trecho cifrado por um misturador baseado na DFT e submetido ao canal VHF/UHF.....	89
Figura 6.15 - Trecho decifrado por um misturador baseado na DFT e submetido ao canal VHF/UHF.....	90
Figura 7.1 - Esquema de aplicação das medidas objetivas baseadas na voz original e na voz distorcida.....	91
Figura 7.2 - Estrutura básica das medidas objetivas de qualidade de voz.....	92

Figura 7.3 - Diagrama em blocos da medida EMBSD.....	102
Figura 8.1 - Diagrama dos procedimentos adotados para as simulações.....	105

LISTA DE SÍMBOLOS, NOMENCLATURA E ABREVIACÕES

AM.....	<i>AMPLITUDE MODULATION</i>
AMPS.....	<i>ADVANCED MOBILE PHONE SERVICE</i>
BSD.....	<i>BARK SPECTRAL DISTORTION</i>
CW.....	<i>CONTINUOUS WAVE</i>
DCT.....	<i>DISCRETE COSINE TRANSFORM</i>
DFT.....	<i>DISCRETE FOURIER TRANSFORM</i>
DSB.....	<i>DOUBLE SIDE BAND</i>
DSP.....	<i>DIGITAL SIGNAL PROCESSOR</i>
DST.....	<i>DISCRETE SINE TRANSFORM</i>
EMBSD.....	<i>ENHANCED MODIFIED BARK SPECTRAL DISTORTION</i>
FBU.....	FILTRO DE BANDA ÚTIL
fdp.....	FUNÇÃO DENSIDADE DE PROBABILIDADE
FDP.....	FUNÇÃO DISTRIBUIÇÃO DE PROBABILIDADE
FFT.....	<i>FAST FOURIER TRANSFORM</i>
FM.....	<i>FREQUENCY MODULATION</i>
HF.....	<i>HIGH FREQUENCY</i>
IIR.....	<i>INFINITE IMPULSE RESPONSE</i>
LOT.....	<i>LAPPED ORTHOGONAL TRANSFORM</i>
LPC.....	<i>LINEAR PREDICTION CODING</i>
LT.....	<i>LAPPED TRANSFORM</i>
MBSD.....	<i>MODIFIED BARK SPECTRAL DISTORTION</i>
MLT.....	<i>MODULATED LAPPED TRANSFORM</i>
MNRU.....	<i>MODULATED NOISE REFERENCE UNIT</i>
MOS.....	<i>MEAN OPINION SCORE</i>
SSB.....	<i>SINGLE SIDE BAND</i>
SSNR.....	<i>SEGMENTAL SPECTRAL SIGNAL TO NOISE RATIO</i>
TDMA.....	<i>TIME DIVISION MULTIPLE ACCESS</i>
UHF.....	<i>ULTRA HIGH FREQUENCY</i>
US.....	<i>UNCORRELATED SCATTERING</i>
va.....	VARIÁVEL ALEATÓRIA
VHF.....	<i>VERY HIGH FREQUENCY</i>
WSS.....	<i>WIDE SENSE STATIONARY</i>

WSSUS..... *WIDE SENSE STATIONARY UNCORRELATED SCATTERING*

1 - INTRODUÇÃO

O interesse por misturadores de voz analógicos (chamados *scramblers*) tem sua origem na 1ª Guerra Mundial e várias implementações surgiram até os dias atuais, sempre baseadas em três tipos de misturas: mistura espectral, mistura temporal ou misturas temporal e espectral simultâneas. Os dois primeiros são comumente classificados como de segurança tática e o último como semi-estratégico. A aplicação consagrada dos misturadores se encontra no campo tático, onde os mesmos possuem algoritmos mais simples e demandam circuitos mais baratos. Todos os tipos de misturadores utilizam recursos de criptografia. Em linhas gerais, a criptografia procura tomar a informação ininteligível para um indivíduo não autorizado a ter acesso a ela. Nessa situação, a informação está cifrada e idealmente não seria possível a sua decifragem sem a posse do algoritmo e da chave criptográfica utilizada para a cifragem. No caso dos misturadores espectrais, as bandas de frequência da voz são misturadas de tal forma que a voz se torna virtualmente ininteligível durante a sua transmissão. O nível de segurança existente nessa mistura é determinado pela criptografia empregada, assim como o tempo médio em que seria possível quebrar a cifragem.

As exigências de segurança de voz podem ser divididas em duas grandes categorias: tática e estratégica. As aplicações táticas são aquelas onde o grau de sigilo da mensagem depende do tempo e da oportunidade, como em comunicações táticas em campo de batalha, na maioria das comunicações das polícias e em quase todas as comunicações de pronta reação. A mensagem tática retém seu valor por no máximo uma ou duas horas. Os misturadores de voz satisfazem às exigências de segurança tática. Já as comunicações estratégicas são as comunicações de mais alto nível diplomático, comercial e militar que podem arruinar a política externa nacional, um grande negócio ou mesmo um longo projeto bélico. As atuais aplicações estratégicas exigem alguma forma de criptografia digital da mensagem, algo que custa mais caro do que os sistemas táticos de misturadores. A maioria dos usuários de rádios móveis tem exigências táticas de segurança pela própria natureza do equipamento e utilização em campo. Para essas aplicações, os misturadores espectrais se revelam uma alternativa simples e econômica em relação aos sistemas de criptografia digital. Além disso, os misturadores podem ser usados sem modificações no equipamento rádio e sem modificar a rede de comunicações instalada. Um grande desafio no projeto de misturadores para equipamentos rádio móveis é conceber um sistema de mistura, quer espectral, quer temporal ou ambas, que insira um mínimo de distorção no sinal decifrado,

mantendo o esforço computacional muito inferior ao dos sistemas estratégicos. Essas distorções e comprometimentos da qualidade e da inteligibilidade foram verificados em muitas situações, sendo de difícil solução devido às características peculiares do canal rádio móvel.

Como exemplo de uma realidade atual, o mercado de segurança de voz oferece inúmeros tipos de misturadores e o mercado de equipamentos rádio oferece geralmente a opção de instalação de um módulo misturador. Na faixa de VHF verifica-se a existência de equipamentos portáteis nas frequências marítimas (atividades navais civis, profissionais e amadoras), faixa de cidadão e equipamentos de comunicação de curto alcance. Em UHF os equipamentos são geralmente usados nas comunicações das polícias e do corpo de bombeiros e em HF, onde as distâncias de alcance são muito grandes, o uso é mais intenso pelas Forças Armadas. Todos os equipamentos rádio empregados nessas faixas possuem limitações conhecidas, como canais de comunicação estreitos (de 2 kHz a 50 kHz) e instabilidade dos cristais dos osciladores locais. Essas inconveniências prejudicam a qualidade da voz recuperada após uma mistura, além da degradação característica do canal rádio.

São comuns no mercado de segurança de voz circuitos integrados importados que realizam uma função de mistura espectral. Na sua maioria são inversores de banda com um nível mínimo de segurança e não otimizados para um canal específico. Também são comuns circuitos integrados que realizam uma mistura espectral que varia no tempo (permutações espectrais dinâmicas ou *rolling code encryption dynamic scrambling*) conforme um algoritmo de geração pseudo-aleatória proprietário. Além da falta de segurança em relação ao algoritmo, esses circuitos também não são otimizados para canais rádio degradados, como na faixa de HF, não possuindo sistemas de equalização ou de uso de transformadas apropriadas para o canal rádio.

Assim, a concepção de um algoritmo de mistura otimizado e adaptado ao canal rádio móvel possui um evidente interesse tendo em vista os fatos anteriores. Percebe-se que a melhor forma de implementação de algoritmos de mistura envolve o uso de um processador digital de sinais (DSP), o qual oferece atualmente o máximo de flexibilidade e desempenho. Para que a qualidade do sinal decifrado seja a melhor possível, algumas estratégias de projeto podem ser seguidas. Uma delas consiste no uso de equalização adaptativa, mas que numa primeira análise exige um maior esforço computacional e tempo de desenvolvimento, elevando o custo de um possível equipamento. Outra estratégia possível envolve um estudo detalhado dos efeitos provocados na qualidade do sinal

decifrado pelo método de mistura usado, particularmente os efeitos provocados pelas transformadas envolvidas, em conjunto com as formas de mistura no domínio dessas transformadas. Essa última estratégia pode, associada ou não a outras técnicas, melhorar o desempenho dos misturadores sem elevar o esforço computacional e o preço final do equipamento para níveis próximos aos dos equipamentos estratégicos.

1.1 - OBJETIVO

O presente trabalho tem como objetivo determinar qual transformada ortogonal dentre aquelas de interesse (DFT, DCT, DST e MLT) produzem a menor distorção num sinal decifrado, quando o sinal original é misturado por um *scrambler* espectral e é submetido a distorções do canal rádio móvel, tudo sob determinadas condições de simulação. Nesse contexto, o melhor desempenho procurado em um misturador espectral corresponde à determinação da transformada que menos distorce o sinal original.

1.2 - METODOLOGIA DE ESTUDO

O desenvolvimento do presente trabalho iniciou-se com uma pesquisa bibliográfica, em artigos e livros especializados, sobre as características dos canais rádio de interesse e as técnicas mais utilizadas de simulação dos mesmos.

Posteriormente foram definidos os efeitos necessários a serem simulados (para o sinal de entrada analógico de voz) e os algoritmos mais adequados para a reprodução desses efeitos. Tais algoritmos pesquisados foram implementados em ambiente MATLAB (MATLAB® é um programa científico, de linguagem interpretada, produzido pela *The MathWorks, Inc*), para prover um simulador de canais rádio nas faixas de HF e VHF/UHF adequado a estudos sobre desempenho de misturadores de voz. Para formar um sistema completo de comunicações, foi incorporado ao canal um sistema transceptor, o qual oferece a possibilidade de simular os efeitos do canal em diferentes modulações (AM, DSB, SSB e FM) e ainda acrescentar não idealidades, como o filtro de banda passante do receptor e a instabilidade dos osciladores locais.

Foram implementados também em ambiente MATLAB vários algoritmos de mistura para as transformadas ortogonais de interesse, possuindo esses misturadores alguma flexibilidade de configuração, como a variação do tamanho da banda a ser permutada e a opção de se realizar permutações fixas ou dinâmicas. Para cada

transformada foi definido um algoritmo de mistura, conforme as características de cada uma delas.

O modelo discreto do canal rádio móvel e os algoritmos de mistura são elementos que tomam possíveis simulações em MATLAB para a verificação da degradação de sinais de voz. Para alcançar o objetivo do trabalho, foram realizadas pesquisas bibliográficas e consultas diversas para definir qual seria o corpus de voz e quais seriam as formas de medir as distorções causadas pelo canal rádio móvel e por determinado misturador. Assim, procurou-se um corpus significativo de locuções capaz de validar as simulações, quer em relação à quantidade, quer em relação à variedade de locutores. Também foi um critério que esse corpus fosse estabelecido na língua portuguesa e que a estrutura das suas locuções fosse baseada em princípios de fonética articulatória. Foram eleitas em seguida algumas medidas objetivas para a distorção dos sinais quando submetidos às simulações, sendo indicadas aquelas que mais se adequaram ao objetivo do trabalho. O uso de medidas objetivas é empregado quando o custo e duração das medidas subjetivas é elevado, pois para essas últimas são necessários ouvintes para atribuição de qualidade dos sinais decifrados.

Por fim, todo o corpus escolhido foi submetido aos efeitos do canal rádio e das misturas com as transformadas determinadas, sendo as simulações feitas no ambiente MATLAB e nas mesmas condições para todas as transformadas. Os valores das medidas objetivas para cada transformada nas mesmas condições permitiram chegar a conclusões acerca dos efeitos ora abordados.

1.3 - ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Esta dissertação é composta por nove capítulos, nos quais é abordado um conjunto de assuntos estudados e de temas trabalhados, que resultou nas conclusões acerca do desempenho das transformadas ortogonais usadas em misturadores no canal rádio móvel.

O Capítulo 1 apresenta os objetivos propostos pelo trabalho, a metodologia de pesquisa e a organização adotada no documento. O Capítulo 2 inicia com uma distinção oportuna entre sinais faixa larga e sinais faixa estreita, abordando os modelos clássicos do canal rádio móvel, com a caracterização matemática de sinais faixa larga, faixa estreita e tipos de desvanecimento. O Capítulo 3 apresenta um modelo para canais HF faixa larga baseado no método de Monte-Carlo, destacando a estrutura de filtragem utilizada e a validação desse modelo, assim como um modelo de canais VHF/UHF para sinais faixa

estreita baseado no mesmo método. O Capítulo 4 apresenta um modelo simplificado de transceptor que considera um filtro passa-faixa e uma possível instabilidade do oscilador local. Também são formulados os equivalentes passa-baixas para as modulações de interesse, descrevendo um sistema completo de simulação para transmissão e recepção de voz em canais rádio e os algoritmos implementados em MATLAB para os modelos discretos do canal rádio móvel, tecendo considerações importantes sobre as vantagens e limitações dos mesmos.

O Capítulo 5 realiza uma revisão direcionada sobre as transformadas ortogonais discretas alvo deste trabalho, expondo definições básicas e incluindo importantes conceitos sobre equivalência espectral e domínio da transformada. Enfatiza a transformada modulada com superposição (MLT) e o seu algoritmo rápido utilizado neste trabalho. O Capítulo 6 Descreve em detalhes a concepção dos algoritmos de mistura espectral utilizados, definindo esquemas de mistura e as configurações implementadas.

O Capítulo 7 estabelece uma revisão sucinta das medidas objetivas de desempenho utilizadas neste trabalho, oferecendo definições e algoritmos apropriados para a implementação das mesmas, além da utilização do algoritmo disponível para a medida EMBSD.

O Capítulo 8 descreve o corpus utilizado nas simulações, citando seu tamanho, as locuções, critérios para sua elaboração e características dos locutores envolvidos. Também descreve em detalhes os procedimentos adotados para a realização das simulações, seus resultados e a forma como foram calculados. No Capítulo 9, com base no trabalho desenvolvido, conclui-se sobre os resultados à luz dos objetivos anteriormente estabelecidos, propondo abordagens para a continuidade dos estudos realizados.

2 - CARACTERIZAÇÃO DO CANAL RÁDIO MÓVEL

Neste capítulo é apresentado um resumo das características do canal de propagação rádio móvel (canal rádio onde os transceptores não são fixos), destacando o efeito de multipercurso (desvanecimento em pequena escala).

São apresentados os modelos de caracterização do canal para sinais ditos de faixa estreita e em sinais faixa larga. Desse estudo são levantados os principais parâmetros que possibilitam classificar o tipo de desvanecimento que pode ser observado.

Para a análise dos efeitos do canal rádio sobre um sinal de voz, torna-se necessária a compreensão dos modelos para adequá-los às diversas situações, conforme a largura de banda do sinal transmitido e a faixa de frequência da portadora.

2.1 - SINAL FAIXA ESTREITA E SINAL FAIXA LARGA

Antes da apresentação dos modelos clássicos do canal rádio móvel, é interessante ressaltar a distinção entre sinal faixa larga e sinal faixa estreita. Primeiramente destaca-se que essa classificação é relativa, podendo o mesmo sinal ser faixa estreita numa situação e faixa larga em outra. E esse fato está intimamente associado às características do canal.

De uma forma simplificada, diz-se que o sinal é faixa estreita se o inverso da sua largura de banda é muito maior do que o máximo espalhamento de retardo observado no canal (Parsons, 1992). O espalhamento de retardo pode ser entendido como a faixa de possíveis valores observados para os retardos de multipercurso, sendo os mesmos aleatórios e dependentes do comprimento de onda. Como ilustração, um sinal de voz de largura de banda limitada a 3 kHz que modula uma portadora em SSB é um sinal faixa estreita para um canal VHF com máximo espalhamento de retardo observado de $20\mu\text{s}$, pois $333\ \mu\text{s} \gg 20\ \mu\text{s}$. Por outro lado, o mesmo sinal para um canal HF cujo máximo espalhamento de retardo observado vale 20ms pode ser classificado como um sinal faixa larga. Assim, os modelos para esses canais são diferentes, resultando em tipos diferentes de desvanecimento.

No final deste capítulo são dadas definições mais precisas dos sinais faixa estreita e faixa larga, envolvendo os conceitos de faixa e tempo de coerência do canal. De uma forma resumida, faixa de coerência do canal é o máximo espaçamento espectral entre dois tons transmitidos que sofrem espalhamentos correlacionados. Se o sinal tem uma faixa muito maior do que a banda de coerência, diz-se que ele é um sinal faixa larga e sofre

desvanecimento seletivo em frequência. Caso contrário, é um sinal faixa estreita sofrendo desvanecimento plano. Como exemplo, considerando o sinal de voz transmitido em SSB com faixa de 3 kHz, pode-se afirmar que ele é um sinal faixa estreita para praticamente todas os canais na faixa de VHF e UHF, pois a faixa de coerência dos canais UHF está na ordem de 640 kHz para áreas suburbanas (Jakes, 1974) e na ordem de 78,74 kHz para canais VHF (Parsons, 1992). Já no caso de canais na faixa de HF, esse sinal de voz é considerado como faixa larga, pois a faixa de coerência observada para tais canais está na ordem de 1000 Hz (Bispo, 2001).

2.2 - MODELAGEM DO ESPALHAMENTO DO SINAL FAIXA ESTREITA

Em um sinal faixa estreita todas as componentes de frequência sofrem desvanecimentos correlatados, ou seja, não há seletividade em frequência para esse tipo de sinal. Isso implica uma simplificação no estudo desse sinal, que é o fato de se poder analisar toda a faixa do sinal com base apenas em sua frequência de portadora.

Nesse caso, o que o multipercurso causa são variações rápidas e severas na amplitude e fase do sinal recebido. A seguir é apresentado um modelo de espalhamento proposto por Aulin (Parsons, 1992) para esse tipo de sinal.

Em qualquer ponto de recepção assume-se que o sinal é resultante de N ondas planas. Uma onda componente típica é mostrada na Figura 2.1, caracterizada por uma amplitude C_n , uma fase ϕ_n , um ângulo horizontal de chegada α_n e um ângulo vertical de chegada β_n . Essas quatro variáveis envolvidas C_n , ϕ_n , α_n e β_n são consideradas variáveis aleatórias (v.a.) independentes e o valor médio quadrático das amplitudes é dado por $E\{C_n^2\} = E_0/N$, onde E_0 é uma constante positiva.

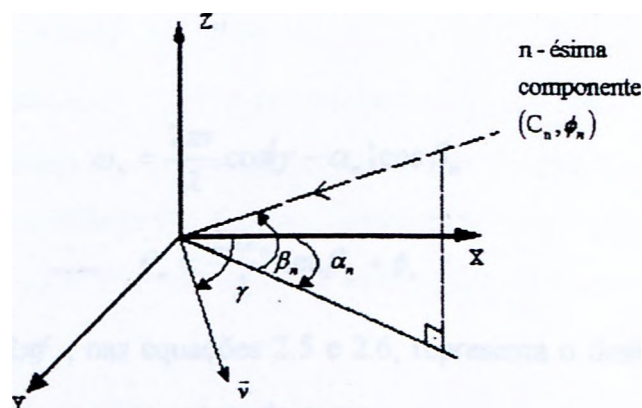


Figura 2.1 - Geometria do modelo de espalhamento de Aulin.

Considera-se a fase como sendo uma variável aleatória uniformemente distribuída no intervalo $[0, 2\pi]$. Sua fdp (função densidade de probabilidade) é dada por:

$$p_\phi = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & \phi \in [0, 2\pi] \\ 0, & \phi \notin [0, 2\pi] \end{cases} \quad (2.1)$$

Inicialmente, nenhuma função densidade de probabilidade é admitida para α (azimute) e β (elevação).

Num ponto de recepção (x_0, y_0, z_0) o campo elétrico é dado por.

$$E(t) = \sum_{n=1}^N E_n(t) \quad (2.2)$$

Considerando uma transmissão CW tem-se que:

$$\begin{aligned} E_n(t) &= C_n \cos\left[\left(\omega_c t - \vec{k} \cdot \vec{r}\right) + \phi_n\right] \\ &= C_n \cos\left[\omega_c t - \frac{2\pi}{\lambda}(x_0 \cos \beta_n \cos \alpha_n + y_0 \cos \beta_n \sin \alpha_n + z_0 \sin \beta_n) + \phi_n\right] \end{aligned} \quad (2.3)$$

Admitindo um deslocamento horizontal do receptor com velocidade v , cuja direção faz ângulo γ com o eixo x , ter-se-á que o ponto de recepção está na posição

$(x_0 + v \cos \gamma, y_0 + v \sin \gamma, z_0)$ após um intervalo de tempo unitário. Assim o campo recebido é:

$$E(t) = I(t) \cos \omega_c t - Q(t) \sin \omega_c t \quad (2.4)$$

onde $I(t)$ e $Q(t)$ são componentes em fase e em quadratura do sinal recebido, dadas por:

$$I(t) = \sum_{n=1}^N C_n \cos(\omega_n t + \theta_n) \quad (2.5)$$

$$Q(t) = \sum_{n=1}^N C_n \sin(\omega_n t + \theta_n) \quad (2.6)$$

onde:

$$\omega_n = \frac{2\pi v}{\lambda} \cos(\gamma - \alpha_n) \cos \beta_n \quad (2.7)$$

$$\theta_n = \frac{2\pi z_0}{\lambda} \sin \beta_n + \phi_n \quad (2.8)$$

A variável $\omega_n = 2\pi f_n$, nas equações 2.5 e 2.6, representa o deslocamento Doppler experimentado pela n -ésima componente do campo.

Pelo teorema do limite central, se N é suficientemente grande, independentemente das distribuições de C_n , ω_n e θ_n , a cada instante as componentes em fase $I(t)$ e em quadratura $Q(t)$ são variáveis aleatórias Gaussianas independentes e completamente caracterizadas por seus valores médios e seus desvios padrões.

Nas equações 2.5 e 2.6 nota-se que os valores médios de $I(t)$ e $Q(t)$ são nulos (o mesmo ocorrendo com $E(t)$) e suas variâncias são iguais ao valor médio quadrático de C_n .

Logo as fdps de $I(t)$ e $Q(t)$ são dadas por:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)$$

onde:

$$\sigma^2 = E\{C_n^2\} = E_0 / N \quad (2.9)$$

Para o caso de haver visibilidade entre o transmissor e o receptor, o raio direto é caracterizado por seus parâmetros C_d , ϕ_d , α_d e β_d . Nesse caso as componentes em fase e em quadratura relativas ao raio direto são dadas por:

$$I_d(t) = C_0 \cos(\omega_d t + \theta_d) \quad (2.10)$$

$$Q_d(t) = C_0 \sen(\omega_d t + \theta_d) \quad (2.11)$$

onde:

$$\omega_d = \frac{2\pi v}{\lambda} \cos(\gamma - \alpha_d) \cos \beta_d \quad (2.12)$$

$$\theta_d = \frac{2\pi z_0}{\lambda} \sen \beta_d + \phi_d \quad (2.13)$$

Nesse caso, o campo total recebido é dado pela soma das componentes multipercurso com a componente direta, conforme a equação 2.14:

$$\begin{aligned} E(t) &= [I(t) + I_d(t)] \cos \omega_c t - [Q(t) + Q_d(t)] \sen \omega_c t \\ &= I_R(t) \cos \omega_c t - Q_d(t) \sen \omega_c t \end{aligned} \quad (2.14)$$

As componentes em fase $I_R(t)$ e em quadratura $Q_R(t)$, pelo teorema do limite central, também são instantaneamente variáveis aleatórias Gaussianas. O que muda em relação ao caso de não visibilidade é o fato do valor médio do campo recebido não mais apresentar um valor nulo, e sim um valor igual ao valor médio da componente direta.

2.2.1 - Espectro do Sinal

O modelo de Clarke (Parsons, 1992) nada mais é do que uma particularização do modelo de Aulin. Em seu modelo considera-se que não exista elevação ($\beta = 0$).

Sendo o sinal de faixa estreita, pode-se assumir que todas as suas componentes são igualmente afetadas, ou seja, pode-se considerar $\lambda = \lambda_c$ na equação 2.7. Com isso, cada componente do sinal experimenta um deslocamento de frequência dado por:

$$f_n = \frac{v}{\lambda_c} \cos(\gamma - \alpha_n) \cos \beta_n \quad (2.15)$$

O receptor deve possuir uma largura de banda suficiente para acomodar esse espectro Doppler. Esse espectro é obtido pela transformada de Fourier da função de autocorrelação do sinal que, para o caso de não visibilidade entre transmissor e receptor, é dada por:

$$\begin{aligned} E\{E(t)E(t+\tau)\} &= E\{I(t)I(t+\tau)\} \cos \omega_c \tau - E\{Q(t)Q(t+\tau)\} \sen \omega_c \tau \\ &= a(\tau) \cos \omega_c \tau - c(\tau) \sen \omega_c \tau \end{aligned} \quad (2.16)$$

onde:

$$a(\tau) = \frac{E_0}{2} E\{\cos \omega_c \tau\} \quad (2.17)$$

$$c(\tau) = \frac{E_0}{2} E\{\sen \omega_c \tau\} \quad (2.18)$$

Para o cálculo das médias (valores esperados) das equações 2.17 e 2.18 é necessário o conhecimento das funções densidade de probabilidade de α e β . No modelo de espalhamento de Aulin considera-se uma distribuição uniforme para α no intervalo $[0, 2\pi]$. Logo:

$$p(\alpha) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & \alpha \in [0, 2\pi] \\ 0, & \alpha \notin [0, 2\pi] \end{cases} \quad (2.19)$$

Assim:

$$a(\tau) = \frac{E_0}{2} \int_{-\pi}^{\pi} J_0(\omega_n \tau \cos \beta) p(\beta) d\beta \quad (2.20)$$

$$c(\tau) = 0 \quad (2.21)$$

Onde $J_0(.)$ é a função de Bessel de ordem zero e de primeira espécie. A variável aleatória β foi caracterizada de três formas diferentes. A primeira e mais simples delas foi

apresentada por Clarke, considerando que não há elevação, de forma que a função densidade de probabilidade de β fica dada por

$$p(\beta) = \delta(\beta) \quad (2.22)$$

Nesse caso, $a(\tau)$ é dado por:

$$a_0(\tau) = \frac{E_0}{2} J_0(\omega_n \tau) \quad (2.23)$$

E seu espectro Doppler é dado por

$$A_0(f) = F[a_0(\tau)] = \begin{cases} \frac{E_0}{4\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_m}\right)^2}}, & |f| \leq f_m \\ 0, & |f| > f_m \end{cases} \quad (2.24)$$

A segunda forma de caracterização da variável aleatória β foi apresentada por Aulin, que propôs que a fdp do ângulo de elevação β fosse dada de forma mais geral por:

$$p(\beta) = \begin{cases} \frac{\cos \beta}{2 \operatorname{sen} \beta_m} & |\beta| \leq \beta_m \leq \pi/2 \\ 0 & \text{fora} \end{cases} \quad (2.25)$$

fornecendo um espectro Doppler dado por:

$$A_1(f) = \begin{cases} 0, & |\omega| > \omega_m \\ \frac{2\pi E_0}{4\operatorname{sen}\beta_m} \frac{1}{\omega_m}, & \omega_m \cos\beta_m \leq |\omega| \leq \omega_m \\ \frac{2\pi E_0}{4\operatorname{sen}\beta_m} \frac{1}{\omega_m} \left[\frac{\pi}{2} - \operatorname{sen}^{-1} \left[\frac{2\cos^2\beta_m - 1 - \left(\frac{\omega}{\omega_m}\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_m}\right)^2} \right] \right], & |\omega| < \omega_m \cos\beta_m \end{cases} \quad (2.26)$$

A terceira forma de caracterização da variável aleatória β foi elaborada por Parsons (Parsons, 1992), o qual considera que β tem um valor médio aproximadamente

igual a zero e que grande parte da contribuição do sinal recebido é devido a sinais que viajam horizontalmente. A fdp de β para essa forma de caracterização é dada por

$$p(\beta) = \begin{cases} \frac{\pi}{4|\beta_m|} \cos\left(\frac{\pi \beta}{2 \beta_m}\right) & |\beta| \leq \beta_m \leq \pi/2 \\ 0 & \text{fora} \end{cases} \quad (2.27)$$

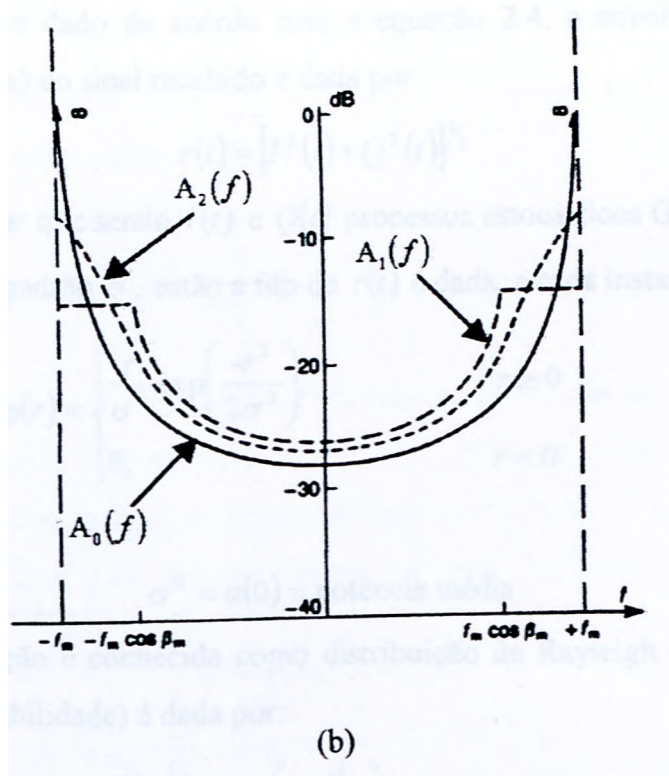
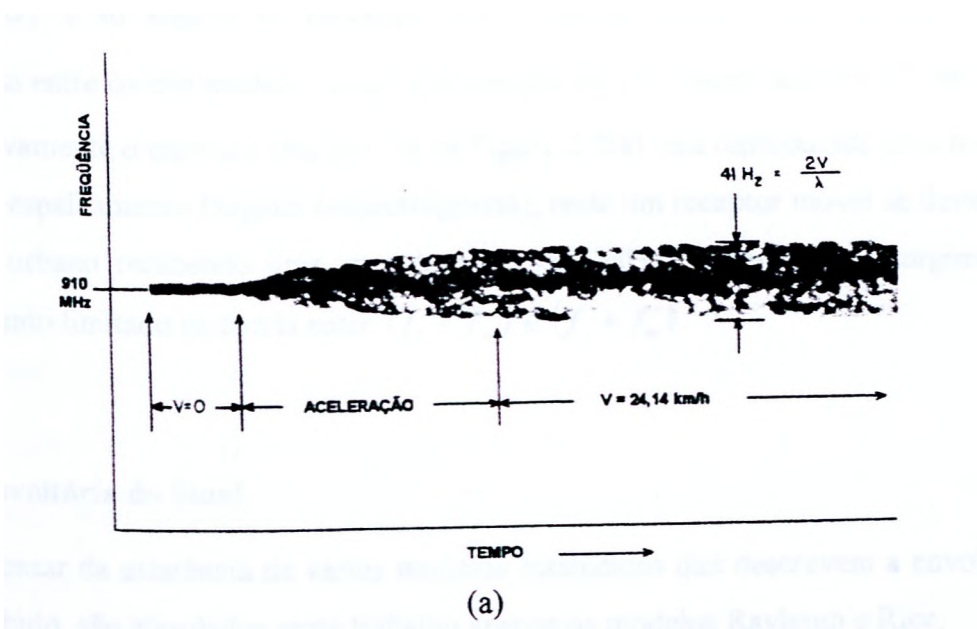


Figura 2.2 - (a) Espectrograma de freqüência de um sinal de RF a 910 MHz (modificado - Jakes,1974). (b) Espectro Doppler para as três diferentes formas de caracterização da v.a. β (modificado - Parsons, 1992).

Na Figura 2.2 (b) estão desenhados os espectros Doppler para o modelo de Clarke $A_0(f)$ e para os modelos de Aulin $A_1(f)$ e de Parsons $A_2(f)$ onde $\beta_m = 45^\circ$. Pode-se concluir através dela que o espectro da portadora sujeita ao espalhamento Doppler é estritamente limitado em banda entre $(f_c - f_m)$ e $(f_c + f_m)$. A forma da densidade espectral de potência dentro desses limites depende das fdps associadas ao ângulo de azimute (α) e ao ângulo de elevação (β). Pode-se concluir que há uma razoável semelhança entre os três modelos e que a suposição de β concentrado em 0° não afetaria significativamente o espectro Doppler. Já na Figura 2.2(a) está reproduzida uma medida de campo do espalhamento Doppler (espectrograma), onde um receptor móvel se desloca num ambiente urbano recebendo uma portadora de 910 MHz. Observa-se o surgimento do espalhamento limitado na banda entre $(f_c - f_m)$ e $(f_c + f_m)$.

2.2.2 - Envoltória do Sinal

Apesar da existência de vários modelos estatísticos que descrevem a envoltória do sinal recebido, são abordados neste trabalho apenas os modelos Rayleigh e Rice.

Sendo o campo dado de acordo com a equação 2.4, a envoltória (variações na amplitude da portadora) do sinal recebido é dada por:

$$r(t) = [I^2(t) + Q^2(t)]^{1/2} \quad (2.28)$$

Pode-se mostrar que sendo $I(t)$ e $Q(t)$ processos estocásticos Gaussianos de média zero e mesmo desvio padrão σ , então a fdp de $r(t)$ é dada, a cada instante, por:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), & r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (2.29)$$

onde

$$\sigma^2 = a(0) = \text{potência média} \quad (2.30)$$

Essa distribuição é conhecida como distribuição de Rayleigh e sua FDP (Função Distribuição de Probabilidade) é dada por:

$$P(r) = \begin{cases} 1 - \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), & r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (2.31)$$

Para um campo que possui uma componente direta, além de componentes multipercurso, verifica-se a partir da equação 2.15 que a envoltória do sinal recebido é dada por:

$$r(t) = \sqrt{[I(t) + I_d(t)]^2 + [Q(t) + Q_d(t)]^2} \quad (2.32)$$

A determinação da modelagem estatística dessa envoltória é um problema análogo ao de uma senóide na presença de um ruído Gaussiano, e leva a uma distribuição de Rice, que pode ser caracterizada pela seguinte fdp:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + r_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rr_d}{\sigma^2}\right), & r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (2.33)$$

onde:

r_d = amplitude do raio direto

σ^2 = potência média das componentes multipercurso

$I_0(\cdot)$ = função de Bessel modificada de primeira espécie e ordem zero

Define-se o parâmetro de Rice K em dB como:

$$K = 10 \log\left(\frac{r_d^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.34)$$

Esse parâmetro pode ser interpretado como a razão entre a potência do raio direto e a potência das componentes multipercurso.

Substituindo K na equação 2.33, tem-se:

$$p(r) = \frac{2r10^{K/10}}{r_d^2} \exp\left[-\frac{10^{K/10}}{r_d^2}(r^2 + r_d^2)\right] I_0\left[\frac{2r10^{K/10}}{r_d}\right] \quad (2.35)$$

Conforme ilustrado na Figura 2.3, verifica-se que a fdp da envoltória do sinal recebido varia de acordo com o valor de K . Em particular, quando K tende a 0, a distribuição da envoltória tende a ser Rayleigh. Para um valor de K muito maior que 1, a distribuição da envoltória pode ser aproximada por uma distribuição Gaussiana de valor médio igual a r_d .

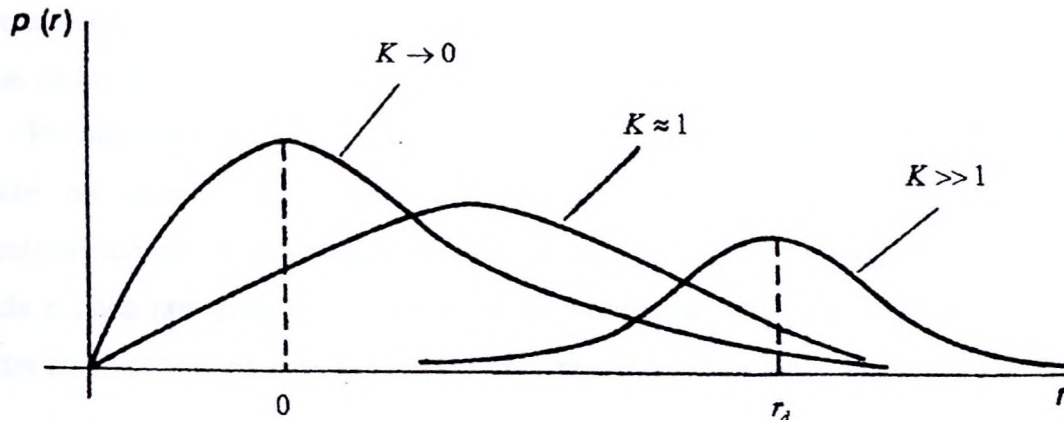


Figura 2.3 - fdp da envoltória do sinal recebido para diferentes valores do parâmetro de Rice. (modificado - Parsons, 1992).

2.2.3 - Fase do Sinal

A fase do sinal recebido pode ser dada da seguinte forma:

$$\phi(t) = \theta(t) + \omega_c t \quad (2.36)$$

Na condição de não visibilidade entre transmissor e receptor tem-se:

$$\theta(t) = \arctg \left[\frac{Q(t)}{I(t)} \right] \quad (2.37)$$

e a fdp da fase é dada por:

$$p(\phi) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & \phi \in [0, 2\pi] \\ 0, & \phi \notin [0, 2\pi] \end{cases} \quad (2.38)$$

Na condição de visibilidade entre transmissor e receptor tem-se:

$$\theta(t) = \arctg \left[\frac{Q(t) + Q_d(t)}{I(t) + I_d(t)} \right] \quad (2.39)$$

e a fdp da fase é dada por:

$$p(\phi) = \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{r_d^2}{2\sigma^2}\right) \times \left[1 + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{r_d \cos \phi}{\sigma} \exp\left(\frac{r^2 \cos^2 \theta}{2\sigma^2}\right) \right] \left[1 + \operatorname{erf}\left(\frac{r_d \cos \theta}{\sigma\sqrt{2}}\right) \right] \quad (2.40)$$

2.3 - SINAL FAIXA LARGA E SISTEMAS LINEARES VARIANTES NO TEMPO

O multipercurso em sinais faixa larga tem como efeito produzir uma série de réplicas retardadas, atenuadas e defasadas do sinal transmitido. Quando a faixa ocupada pelo sinal aumenta, a correlação entre as atenuações e as defasagens sofridas pelas

componentes de frequência desse sinal começa a diminuir, ou seja, o multipercurso começa a afetar de forma diferente essas componentes, particularmente as mais afastadas entre si.

Pressupondo-se que o canal pode ser considerado um filtro linear aleatoriamente variante no tempo, são apresentadas primeiramente as funções que descrevem deterministicamente o comportamento do canal. Essas funções relacionam os sinais de entrada e saída nos domínios de tempo e da frequência. Em seguida, essas funções são tratadas como processos estocásticos, caracterizando dessa forma fisicamente o canal.

2.3.1 - Funções Características

Sejam $z(t)$ e $w(t)$ as envoltórias complexas (dependentes da modulação adotada e conforme a notação de Bello, 1963) dos sinais de entrada e saída (sinais em equivalente passa-baixas), respectivamente, dados por:

$$\begin{aligned} x(t) &= \text{Re}\{z(t)e^{j2\pi f_c t}\} \\ y(t) &= \text{Re}\{w(t)e^{j2\pi f_c t}\} \end{aligned} \quad (2.41)$$

As Funções de Sistema de Núcleo que definem matematicamente a caracterização do canal rádio móvel são:

$$\begin{aligned} w(t) &= \int z(s)K_1(t, s)ds \\ W(f) &= \int Z(l)K_2(f, l)dl \\ w(t) &= \int Z(f)K_3(t, f)df \\ W(f) &= \int z(t)K_4(f, t)dt \end{aligned} \quad (2.42)$$

onde:

$$\begin{aligned} K_1(t, s) &\text{ é a resposta do canal a um impulso unitário aplicado em } t = s. \\ K_2(f, l) &\text{ é o espectro da resposta do canal a um impulso unitário} \\ &\text{ de frequência aplicado em } f = l \\ K_3(t, l) &\text{ é a resposta do canal a um impulso unitário aplicado em } f = l. \\ K_4(f, s) &\text{ é o espectro da resposta do canal a um} \\ &\text{ impulso unitário aplicado em } t = s. \end{aligned} \quad (2.43)$$

Baseado nessas funções, Bello (Bello, 1963) estabeleceu outras 4 funções que são abordadas na caracterização do canal físico e são definidas como.

$$\begin{aligned} g(t, \xi) &= K_1(t, t - \xi) = \text{Função de Espalhamento de Retardo} \\ G(f, \nu) &= K_2(f + \nu, f) = \text{Função de Espalhamento Doppler} \\ T(f, t) &= F_\xi \{g(t, \xi)\} = \text{Função de Transferência Variante no Tempo} \\ U(\xi, \nu) &= F_t \{g(t, \xi)\} = \text{Função de Espalhamento Retardo/Doppler} \end{aligned} \quad (2.44a)$$

Em resumo, o canal pode ser representado deterministicamente por qualquer uma dessas funções, as quais relacionam-se por meio de transformadas de Fourier, conforme ilustrado na Figura 2.4.

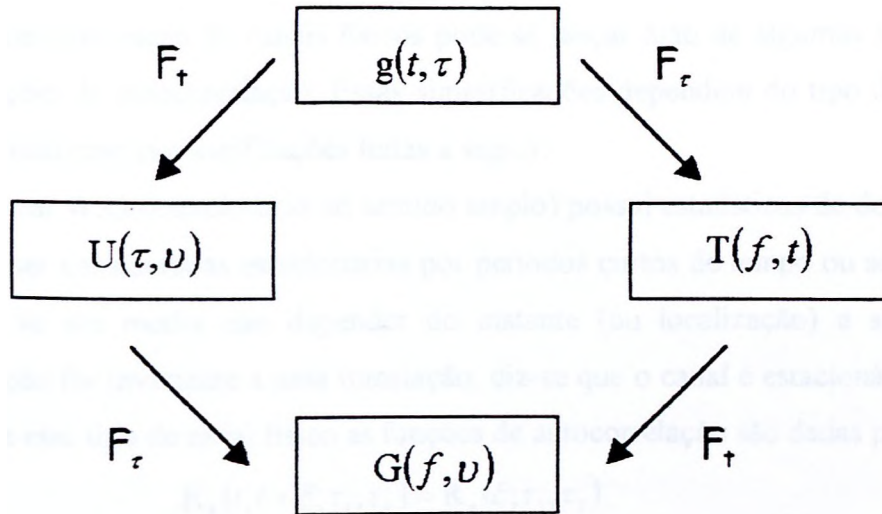


Figura 2.4 - Relação entre as funções do sistema.

Neste trabalho sempre se faz referência à envoltória complexa do sinal (também designado de sinal analítico ou equivalente passa-baixas). Caso a envoltória complexa $z(t)$ seja aplicada em um sistema linear variante no tempo, uma saída $w(t)$ surge. O sinal $w(t)$ é obtido pela convolução da entrada $z(t)$ com $g(t,x)$ no domínio do tempo. Essa função $g(t,x)$ foi denominada por Bello de Função de Espalhamento Temporal de Entrada. Para este trabalho ela é chamada de “Resposta ao Impulso Variante no Tempo” e, matematicamente, representa a resposta do sistema, num instante t , a um impulso aplicado no instante $t_0 = t - \tau$, ou seja, τ segundos no passado. Assim.

$$w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau)g(t, \tau)d\tau \quad (2.44b)$$

Devido à natureza aleatória de um canal, torna-se necessário considerar as funções definidas anteriormente como processos estocásticos. Segundo essa consideração, seria necessário o conhecimento da função densidade de probabilidade conjunta de todas as variáveis aleatórias envolvidas. Nos modelos propostos por Bello considera-se a caracterização do canal através das seguintes autocorrelações das funções de sistema.

$$\begin{aligned}
R_g(t, s; \tau_1, \tau_2) &= E\{g^*(t, \tau_1)g(s, \tau_2)\} \\
R_T(f, l; t, s) &= E\{T^*(f, t)T(l, s)\} \\
R_G(f, l; \nu_1, \nu_2) &= E\{G^*(f, \nu_1)G(l, \nu_2)\} \\
R_U(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) &= E\{U^*(\tau_1, \nu_1)U(\tau_2, \nu_2)\}
\end{aligned} \tag{2.45}$$

Na caracterização de canais físicos pode-se lançar mão de algumas simplificações para as funções de autocorrelação. Essas simplificações dependem do tipo de canal físico analisado, conforme as classificações feitas a seguir.

O canal WSS (estacionário no sentido amplo) possui estatísticas de desvanecimento que podem ser consideradas estacionárias por períodos curtos de tempo ou sobre pequenas distâncias. Se sua média não depender do instante (ou localização) e sua função de autocorrelação for invariante a uma translação, diz-se que o canal é estacionário no sentido amplo. Para esse tipo de canal físico as funções de autocorrelação são dadas por:

$$\begin{aligned}
R_g(t, t + \xi; \tau_1, \tau_2) &= R_g(\xi; \tau_1, \tau_2) \\
R_T(f, l; t, t + \xi) &= R_T(f, l; \xi) \\
R_U(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) &= \delta(\nu_1 - \nu_2) \cdot P_U(\tau_1, \tau_2; \nu_1) \\
R_G(f, l; \nu_1, \nu_2) &= \delta(\nu_1 - \nu_2) \cdot P_G(f, l; \nu_1)
\end{aligned} \tag{2.46}$$

onde:

ξ = variável de deslocamento temporal

$$P_U(\tau_1, \tau_2; \nu_1) = F_\xi \{R_g(\xi; \tau_1, \tau_2)\} \tag{2.47}$$

$$P_G(f, l; \nu_1) = F_\xi \{R_T(f, l; \xi)\} \tag{2.48}$$

Cabe notar que a característica WSS no domínio do tempo corresponde a uma descorrelação no domínio dos deslocamentos Doppler.

Fisicamente, os canais US (espalhadores descorrelacionados) são aqueles em que os ecos causados por espalhadores diferentes são descorrelacionados.

Suas funções de autocorrelação são dadas por.

$$\begin{aligned}
R_G(f, f + \Omega; \nu_1, \nu_2) &= R_G(\Omega; \nu_1, \nu_2) \\
R_T(f, f + \Omega; t, s) &= R_T(\Omega; t, s) \\
R_g(t, s; \tau_1, \tau_2) &= \delta(\tau_2 - \tau_1) \cdot P_g(t, s; \tau_1) \\
R_U(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) &= \delta(\tau_2 - \tau_1) \cdot P_U(\tau_1; \nu_1, \nu_2)
\end{aligned} \tag{2.49}$$

onde:

Ω = variável de deslocamento de frequência

$$\begin{aligned}
P_g(t, s; \tau_1) &= F_\Omega^{-1} \{R_T(\Omega; t, s)\} \\
P_U(\tau_1; \nu_1, \nu_2) &= F_\Omega^{-1} \{R_G(\Omega; \nu_1, \nu_2)\}
\end{aligned} \tag{2.50}$$

Analogamente, a decorrelação no domínio dos retardos leva a uma estacionariedade ampla no domínio da frequência.

Já no modelo WSSUS (estacionário no sentido amplo com espalhadores decorrelacionados) admite-se que o canal possui simultaneamente as propriedades dos canais WSS e US. E o modelo mais aceito para a caracterização de um canal rádio móvel como canal linear e aleatoriamente variante no tempo.

Suas funções de autocorrelação são dadas por:

$$\begin{aligned}
 R_T(f, f + \Omega; t, t + \xi) &= R_T(\Omega; \xi) \\
 R_g(t, t + \xi; \tau_1, \tau_2) &= \delta(\tau_2 - \tau_1) \cdot P_g(\xi, \tau_1) \\
 R_G(f, f + \Omega; \nu_1, \nu_2) &= \delta(\nu_2 - \nu_1) \cdot P_G(\Omega, \nu_1) \\
 R_U(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) &= \delta(\tau_2 - \tau_1) \cdot \delta(\nu_2 - \nu_1) \cdot P_U(\tau_1, \nu_1)
 \end{aligned}
 \tag{2.51}$$

A função $P_g(\xi, \tau_1)$ é representada por $Q(\xi, \tau)$ de acordo com a notação de Bello.

Na prática, a função $Q(\xi, \tau)$ pode ser avaliada transmitindo-se pulsos estreitos, ou equivalentemente sinais faixa larga, e realizando a correlação cruzada do sinal recebido com uma versão retardada desse sinal. Define-se o Perfil de Potência de Retardos $Q(\tau)$ como sendo o caso particular $Q(0, \tau) = Q(\tau)$.

O Perfil de Potência de Retardos indica como a energia de um pulso se espalha ao longo do tempo.

A função $Q(\tau)$ tem tipicamente a forma ilustrada na Figura 2.5.

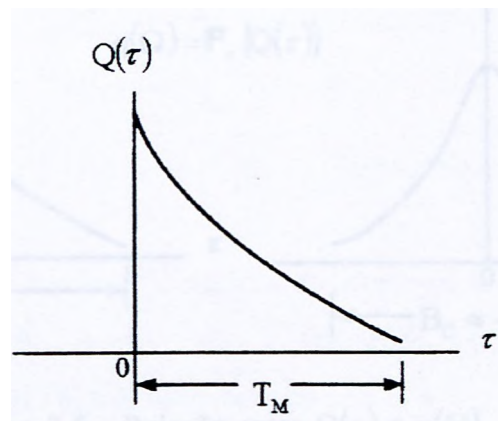


Figura 2.5 - Perfil de Potência de Retardos típico.

A partir do Perfil de Potência de Retardos, estabelece-se o valor do Espalhamento de Retardos Máximo do Canal T_M como sendo a amplitude da faixa de retardos onde o Perfil apresenta valores diferentes de zero.

Outros dois importantes parâmetros definidos a partir de $Q(\tau)$ são: o Retardo Médio $\bar{\tau}$ e o Espalhamento de Retardos σ_τ , (*Delay Spread*), dados por:

$$\bar{\tau} = \frac{\int \tau Q(\tau) d\tau}{\int Q(\tau) d\tau} \quad (2.52)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2}, \text{ sendo } \overline{\tau^2} = \frac{\int \tau^2 Q(\tau) d\tau}{\int Q(\tau) d\tau} \quad (2.53)$$

A função $R_\tau(\Omega, \xi)$, representada por $R(\Omega, \xi)$ de acordo com Bello, é tanto utilizada para determinar a correlação entre sinais de mesma frequência como também para determinar a correlação temporal de um mesmo sinal. Essa função pode ser medida na prática transmitindo-se um par de senóides separadas de Q e realizando a correlação cruzada dos dois sinais recebidos separadamente com um retardo relativo ξ .

Define-se a Função de Correlação de Frequência $q(\Omega)$ para o caso particular $R(\Omega, 0) = q(\Omega)$ Essa função indica a correlação da resposta do canal à transmissão de tons diferindo de Ω .

As funções $Q(\tau)$ e $q(\Omega)$ se relacionam por uma transformada de Fourier simples, conforme descrito graficamente na Figura 2.6.

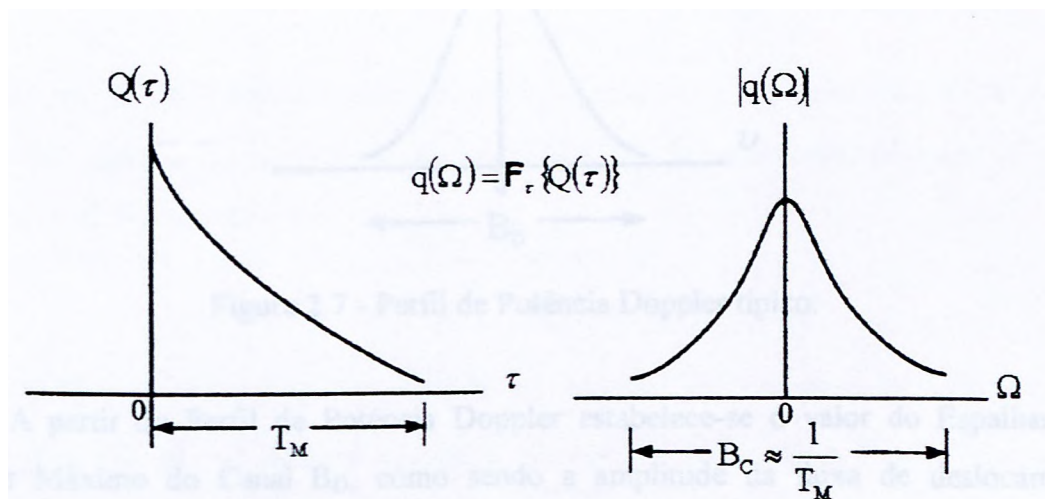


Figura 2.6 - Relação entre $Q(\tau)$ e $q(\Omega)$.

Uma vez que $q(Q)$ é uma função de autocorrelação na variável frequência, ela fornece uma medida de coerência em frequência do canal. O inverso do Espalhamento de Retardos Máximo T_M é uma medida de Faixa de Coerência do Canal.

$$B_c \approx \frac{1}{T_M} \quad (2.54)$$

Duas senóides com separação em frequência maior que B_c são afetadas diferentemente pelo canal. Quando um sinal de informação é transmitido através do canal, se B_c é pequeno em comparação à largura de faixa do sinal transmitido, o canal é classificado como seletivo em frequência. Nesse caso, o sinal é severamente distorcido pelo canal. Por outro lado, se B_c é grande em comparação com a largura de faixa do sinal transmitido, o canal é classificado como não seletivo em frequência.

A função $P_G(\Omega, \nu_1)$ é representada por $P((\Omega, \nu))$ de acordo com a notação de Bello. Define-se o Perfil de Potência Doppler $P(\nu)$ como sendo o caso particular $P(0, \nu) = P(\nu)$.

O Perfil de Potência Doppler indica o espalhamento espectral proporcionado pelo canal na transmissão de um tom.

Uma forma típica da função $P(\nu)$ é apresentada na Figura 2.7.

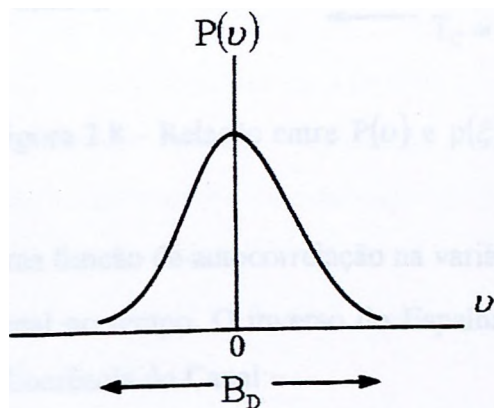


Figura 2.7 - Perfil de Potência Doppler típico.

A partir do Perfil de Potência Doppler estabelece-se o valor do Espalhamento Doppler Máximo do Canal B_D , como sendo a amplitude da faixa de deslocamentos Doppler onde o Perfil apresenta valores diferentes de zero.

Outros dois importantes parâmetros definidos a partir de $P(\nu)$ são: o Deslocamento Doppler Médio $\bar{\nu}$ e o Espalhamento Doppler σ_ν (*Doppler Spread*), dados por:

$$\bar{\nu} = \frac{\int \nu P(\nu) d\nu}{\int P(\nu) d\nu} \quad (2.55)$$

$$\sigma_v = \sqrt{\overline{v^2} - (\bar{v})^2}, \text{ sendo } \overline{v^2} = \frac{\int v^2 P(v) dv}{\int P(v) dv} \quad (2.56)$$

Define-se a Função de Correlação Temporal $p(\xi)$ para o caso particular $R(0, \xi) = p(\xi)$. Essa função indica a correlação das respostas do canal a pulsos estreitos idênticos transmitidos em intervalos de tempo separados de ξ .

As funções $P(v)$ e $p(\xi)$ se relacionam por uma transformada de Fourier, conforme mostrado graficamente na Figura 2.8.

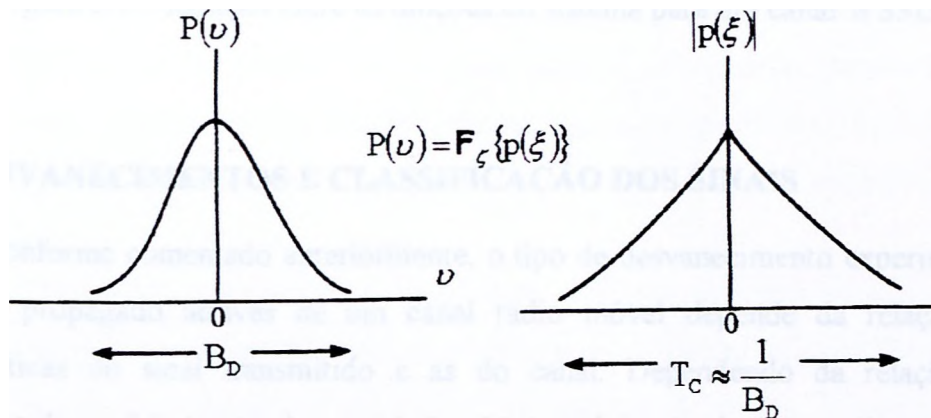


Figura 2.8 - Relação entre $P(v)$ e $p(\xi)$

Uma vez que $p(\xi)$ é uma função de autocorrelação na variável tempo, ela fornece uma medida de coerência do canal no tempo. O inverso do Espalhamento Doppler Máximo é uma medida de Tempo de Coerência do Canal:

$$T_c \approx \frac{1}{B_D} \quad (2.57)$$

A função $P_U(\tau_1, \nu_1)$, denominada de Função de Espalhamento do Canal, é representada por $S(\tau, \nu)$ de acordo com a notação de Bello. Essa função representa a densidade espectral de potência em relação aos retardos e ao deslocamento Doppler.

Na Figura 2.9 está ilustrado o relacionamento entre as funções de autocorrelação para um canal WSSUS.

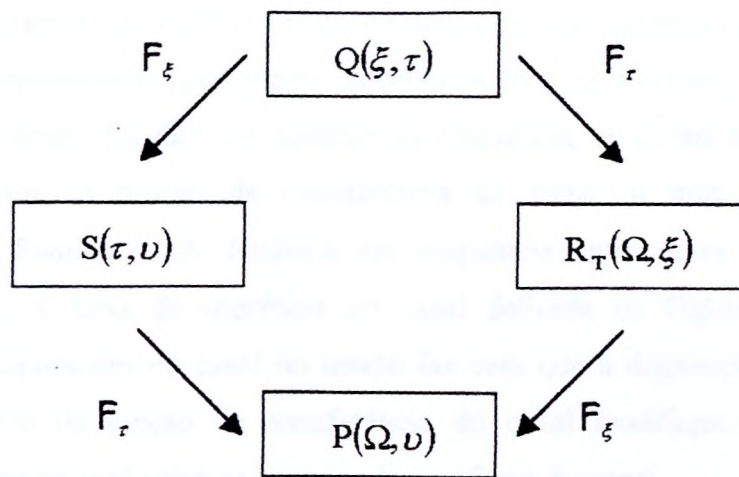


Figura 2.9 - Relação entre as funções do sistema para um canal WSSUS.

2.4 - DESVANECIMENTOS E CLASSIFICAÇÃO DOS SINAIS

Conforme comentado anteriormente, o tipo de desvanecimento experimentado por um sinal propagado através de um canal rádio móvel depende da relação entre as características do sinal transmitido e as do canal. Dependendo da relação entre os parâmetros do sinal (tal como largura de banda, taxa de transmissão, etc. .) e os parâmetros do canal (tal como espalhamento de retardo e espalhamento Doppler), um mesmo sinal transmitido pode experimentar diferentes tipos de desvanecimentos.

Enquanto o espalhamento de retardo leva a uma dispersão no tempo e uma seletividade em frequência, o espalhamento Doppler leva a uma dispersão em frequência e uma seletividade no tempo (Bispo, 2001).

Em qualquer canal de radiopropagação variante no tempo pode-se verificar a existência de dois tipos de componentes: uma componente considerada determinística, com variação estatística que pode ser ignorada em um determinado intervalo de tempo, normalmente um raio direto ou onda terrestre, e uma componente onde cópias do sinal somam-se com fase e amplitude aleatórias e variantes no tempo. No caso específico da componente aleatória, se for invocado o teorema do limite central, o canal resultante é um processo Gaussiano. Se o processo tiver média zero, então a envoltória da resposta impulsiva do canal tem uma distribuição Rayleigh e a fase tem distribuição uniforme no intervalo $(0, 2\pi)$ (Parsons, 1992). Caso o canal seja composto por uma componente determinística e uma componente aleatória de potência equivalente à primeira, então a envoltória da resposta impulsiva do canal tem uma distribuição de Rice.

Quando o efeito do canal é composto pela soma de algumas componentes, sejam aleatórias ou determinísticas, geralmente há retardos entre as mesmas e o canal está sob a ação de multipercurso. Tal fato, no domínio da frequência, se traduz por alguns vales ao longo do espectro da função de transferência do canal, o qual apresenta alguma seletividade em frequência. A distância em frequência entre esses vales corresponde aproximadamente à faixa de coerência do canal definida na Figura 2.6. A variação aleatória das componentes do canal no tempo faz com que a disposição de tais vales ao longo do espectro da função de transferência do canal modifique-se com o tempo. Quantificando essa variação tem-se o tempo de coerência do canal.

De posse dos parâmetros tempo de coerência (T_c) e faixa de coerência (B_c), pode-se classificar o canal de acordo com a velocidade de variação do mesmo (posição dos vales) em relação ao inverso da largura de banda do sinal transmitido e também de acordo com a distribuição dos vales no espectro do canal em relação ao espectro do sinal transmitido.

No primeiro caso, tem-se o canal com o desvanecimento rápido ou lento. O desvanecimento é rápido quando o inverso da largura de banda do sinal for da ordem do tempo de coerência do canal e é lento quando o inverso da largura de banda do sinal for muito menor do que o tempo de coerência do canal.

No caso seguinte, tem-se o canal sendo classificado como possuindo desvanecimento plano ou seletivo. Quando a faixa de coerência do canal é da ordem da largura de faixa do sinal ou menor, o desvanecimento é seletivo. Está ilustrada na Figura 2.10(a) a ocorrência do desvanecimento seletivo, onde um sinal com largura de faixa W é transmitido em um canal com faixa de coerência $B_c < W$. Ao contrário, se a faixa ocupada pelo sinal for muito menor do que a faixa de coerência do canal, então esse canal pode ser classificado como sob a ação de desvanecimento plano. Tal situação está ilustrada na Figura 2.10(b).

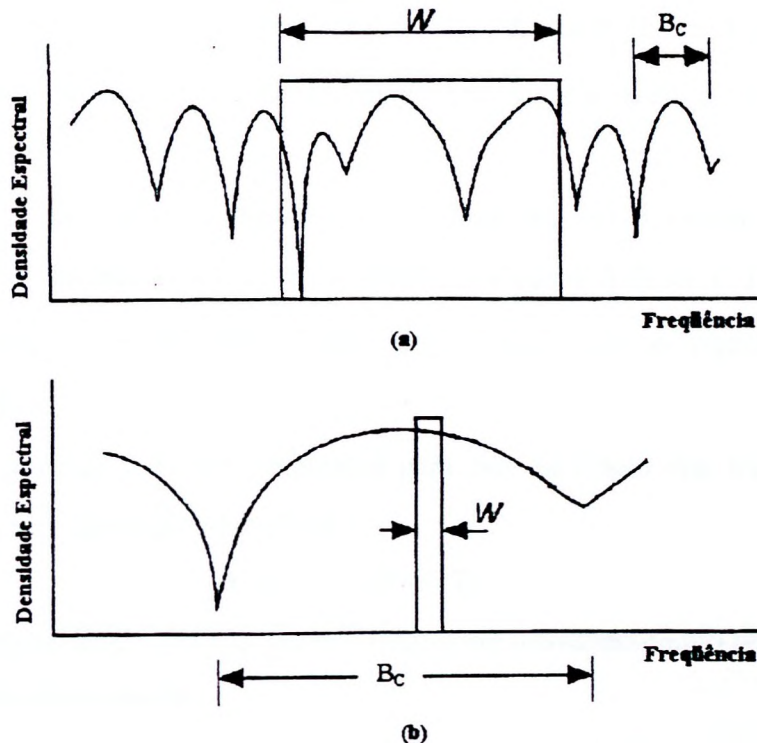


Figura 2.10 - Ilustração do desvanecimento: (a) seletivo e (b) plano (modificado - Bispo, 2001).

O canal é caracterizado na verdade por uma combinação de características de seletividade em frequência com características de seletividade no tempo. A seguir classificam-se os tipos de desvanecimentos em pequena escala.

Um sinal fica sujeito a um desvanecimento seletivo quando sua faixa é da ordem ou maior que a faixa de coerência do canal ($B \geq B_c$). No domínio do tempo isso equivale a dizer que o canal apresenta um espalhamento de retardo da ordem ou maior que o inverso sua largura de banda do sinal.

Um sinal sofrendo tal desvanecimento é classificado como sinal faixa larga.

Um sinal fica sujeito a um desvanecimento plano quando sua faixa é muito menor que a faixa de coerência do canal ($B \ll B_c$). No domínio do tempo isso equivale a dizer que o canal apresenta um espalhamento de retardo desprezível em relação ao inverso da sua largura de banda.

Isso implica que as componentes de frequência do sinal são afetadas de forma similar pelo canal. Um sinal sofrendo tal desvanecimento é classificado como sinal faixa estreita.

Um sinal fica sujeito ao desvanecimento rápido quando o inverso da sua largura de banda é da ordem ou maior que o tempo de coerência do canal ($1/B \geq T_c$). Isso equivale ao sinal possuir uma faixa de transmissão menor ou da ordem do espalhamento Doppler máximo ($B \leq B_D$).

Um sinal fica sujeito ao desvanecimento lento quando o inverso da sua largura de banda é muito menor que o tempo de coerência do canal ($1/B \ll T_c$). Isso equivale ao sinal possuir uma faixa de transmissão muito maior que o espalhamento Doppler máximo ($B \gg B_D$).

A condição que deve ser obedecida para que os sinais que trafegam pelo canal sejam recebidos sem distorção apreciável é:

$$1/B_c \ll 1/W \ll T_c \quad (2.58)$$

Essa desigualdade significa que os critérios de desvanecimento plano e lento devem ser atendidos simultaneamente.

3 - MODELAGEM DE CANAIS RÁDIO

3.1 - CARACTERÍSTICAS DO CANAL HF

Sendo a ionosfera um meio dinâmico, o canal rádio na faixa de HF apresenta grande variabilidade, responsável pelo conhecido fenômeno do desvanecimento (*fading*). Nas transmissões em HF são observadas variações rápidas da potência recebida do sinal, sobrepostas a uma variação lenta. A variação rápida é resultado da interação dos vários modos de propagação que podem estar presentes, como por exemplo os raios alto e baixo e as componentes magneto-iônicas. Esse tipo de variação segue geralmente uma distribuição de Rayleigh (Bispo, 2001). A variação lenta é provocada por diversos fatores aleatórios os quais contribuem para uma grande dificuldade na elaboração de um modelo de predição do desvanecimento lento.

Quando se deseja aplicar a abordagem do canal WSSUS, deve-se isolar a ação da variação lenta, restringindo a análise e simulação do canal a intervalos de tempo suficientemente curtos para que o canal seja considerado aproximadamente estacionário em sentido amplo, no que se refere à variação temporal, onde intervalos da ordem de 10 minutos podem ser considerados adequados. Na elaboração de modelos neste trabalho essa estacionaridade é sempre assumida.

A transmissão ionosférica se caracteriza por poucos modos de propagação. Eles se refletem em diferentes camadas da ionosfera, em diferentes alturas numa dada camada, incluindo ainda reflexões na terra ou em irregularidades na ionosfera. Disso se origina o multipercurso, pois são recebidas cópias do sinal com diferentes retardos se somando.

As características de cada modo foram objeto de intenso estudo no passado. Cada modo individual apresenta uma flutuação aleatória com forte tendência para a distribuição Rayleigh, sendo isso demonstrado em vários trabalhos (Bispo, 2001).

3.2 - MODELO PARA O SINAL DE VOZ NO CANAL HF

O modelo adotado nas simulações deste trabalho é o modelo elaborado pela ITU-R (antiga CCIR) com parâmetros gerados pelo modelo de Vogler no formato de um modelo de Watterson de dois raios (ITU-R, 1999). Objetivamente para o sinal de voz, o modelo é para um sinal faixa larga com apenas um retardo. Na Figura 3.1 está esquematizado o modelo, onde os parâmetros G_i são gerados apropriadamente e ruído Gaussiano é adicionado. Ambos os modelos são sucintamente comentados a seguir, visando a um

entendimento das simulações.

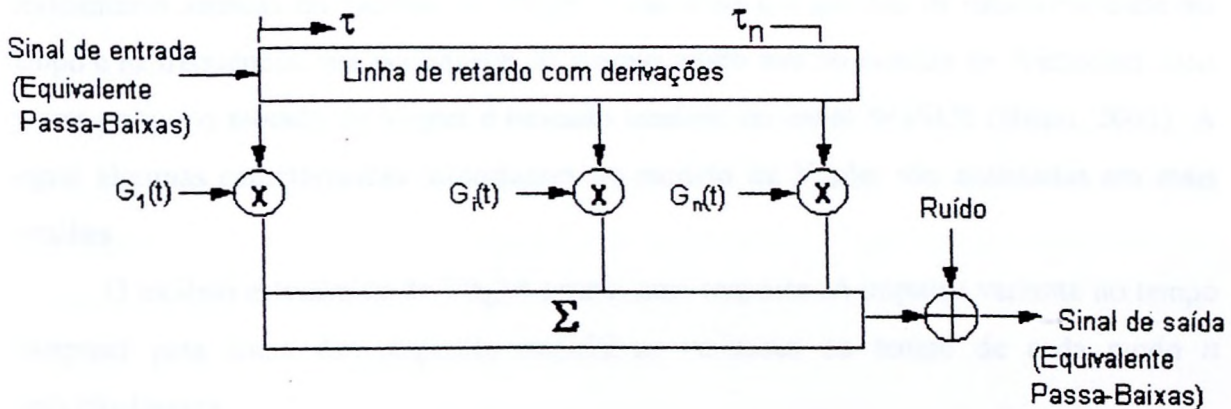


Figura 3 .1- Modelo adotado para o canal HF

O modelo de Watterson tem uma estrutura de linha de retardos, conforme a Figura 3.1. Esse modelo é um dos mais utilizados e emprega o conceito de canal WSSUS. Assim, o canal deve ser estacionário no tempo e deve ter os retardos estatisticamente independentes. A hipótese de estacionaridade no tempo pode ser aproximada para amostras com duração da ordem de 10 minutos. Cada modo que pode ser resolvido no tempo recebe uma derivação. Cada derivação possui uma função de ganho aleatoriamente variante no tempo e estatisticamente independente em relação às outras, permitindo a característica de espalhadores decorrelacionados. As funções G_i são processos Gaussianos complexos de média nula com distribuição de amplitude Rayleigh e distribuição de fase uniforme. Esse modelo possui limitações que se tornaram evidentes com o uso do canal HF em faixa larga e com o conhecimento mais detalhado do próprio canal. Algumas das limitações já foram abordadas no próprio trabalho de confirmação do modelo, como por exemplo: limitação para algumas situações onde se opera com faixa de voz de 3 kHz, pouca flexibilidade devido à estacionaridade no tempo e na frequência e a não inclusão de situações ionosféricas que apresentem grande espalhamento.

O modelo de Vogler é baseado em sondagens e num extenso trabalho de processamento que abrange uma série de situações ionosféricas em diversas latitudes (Bispo, 2001). A ideia é modelar canais de uma forma ampla, tomando-se como base parâmetros gerais de um enlace qualquer. No modelo geral existe um modelo de predição ionosférica, um modelo determinístico e um modelo estocástico. Esse modelo caracteriza

melhor alguns efeitos ionosféricos, como a dispersão de pulsos em cada modo. Aparentemente, no entanto, algumas objeções ao modelo de Watterson não estão devidamente sanadas no modelo de Vogler. Uma delas é a questão da estacionaridade no tempo e na frequência, que permanece do mesmo modo que no modelo de Watterson. Isso ocorre porque o modelo de Vogler é baseado também no canal WSSUS (Bispo, 2001). A seguir algumas características importantes do modelo de Vogler são analisadas em mais detalhes.

O modelo estocástico de Vogler possui uma resposta ao impulso variante no tempo composta pela soma das respostas impulsivas variantes no tempo de cada modo n individualmente:

$$g(t, \tau) = \sum_n g_n(t, \tau) = \sum_n \sqrt{P_n(\tau)} D_n(t, \tau) \Psi_n(t, \tau) \quad (3.1)$$

Onde cada g_n é composta por três termos:

$P_n(\tau)$: perfil de potência de retardo,

$D_n(t, \tau)$: função de fase determinística;

$\Psi(t, \tau)$: função estocástica modulante Gaussiana complexa.

O perfil de potência de retardo usado é uma forma derivada da fdp do tipo gama. A função de fase determinística é responsável por acrescentar o descolamento Doppler médio a cada modo de propagação e também pela dependência entre o retardo e o descolamento Doppler. A função estocástica modulante Gaussiana complexa multiplica cada modo, produzindo uma flutuação aleatória na resposta de fase do canal. Essa multiplicação também é responsável pelo espalhamento Doppler, caracterizado pelo valor da largura do espectro Doppler entre os pontos de meia potência e pelo formato do espectro. Para cada modo, um conjunto do processo $*P(t, \tau)$ deve ser computado. Esses processos devem ser independentes no eixo da variável de retardo τ e correlacionados no tempo t . Essa correlação na variável temporal determina o formato do espalhamento Doppler.

Dois formatos para o espectro de espalhamento Doppler podem ser escolhidos: o Lorentziano e o Gaussiano. Nos dois casos o método de Monte-Carlo (Müller, 1994) pode ser usado para a formatação do espectro Doppler. Para a função de espalhamento $S(\tau, f_D)$ temos as definições para o modelo de Vogler:

$$S_G(\tau, f_D) = P(\tau) e^{-\pi[(f_D - f_B)/\sigma_f]^2} e^{j2\pi\phi_0}, \quad (\text{Gaussiano}) \quad (3.2)$$

$$S_L(\tau, f_D) = P(\tau) \frac{\sigma_f}{\sigma_f + j2\pi(f_D - f_B)} e^{j2\pi\phi_0}, \quad (\text{Lorentziano}) \quad (3.3)$$

Onde $f_B = f_s + m(\tau - \tau_c)$, τ_c é o deslocamento do perfil de potência de retardo, sendo f_s o descolamento Doppler em $\tau = \tau_c$, σf é uma função do espalhamento Doppler em meia potência, m é a taxa de variação do deslocamento Doppler em relação à r e φ_0 é um termo de fase arbitrário (ITU-R, 1999).

Uma forma eficiente de simulação do modelo de Vogler é a utilização do método de Monte-Carlo (Müller, 1994), onde ocorre a geração de processos Gaussianos estacionários, de média nula e formatação espectral particular (que são as imposições do modelo WSSUS Gaussiano). Essa técnica é baseada em um modelo estocástico que reflete diretamente a estrutura de multipercurso do canal.

O método de Monte-Carlo é usado na técnica de Simulação de Desvanecimento por Modulação em Fase (SDMF) para canais com modelo WSSUS Gaussiano. Existem outras técnicas utilizadas para essa simulação, como a Simulação de Desvanecimento por Modulação de Amplitude em Quadratura (SDMAQ) e a Simulação de Desvanecimento por Soma de Exponenciais Complexas (SDSEC). Os três métodos de simulação para o modelo WSSUS Gaussiano foram comparados com base em estimativas da fdp da envoltória instantânea dos processos gerados. Estabeleceu-se como medida de desempenho o erro verificado entre essas estimativas e a distribuição de Rayleigh prevista na modelagem. Numa análise dos resultados obtidos em simulações, mostrou-se que os processos aleatórios gerados pelos métodos apresentam, instantaneamente, variáveis aleatórias com distribuição de amplitude muito próxima prevista pelo modelo (Rayleigh). Na avaliação da estatística de segunda ordem, o método SDMF apresentou um desempenho superior ao dos demais, e independente dos valores do deslocamento Doppler máximo f_D e do tempo de observação do canal (Galdino, 1997).

A geração da resposta do canal na técnica de Monte-Carlo é realizada pela superposição linear de N percursos elementares, individualmente caracterizados pelo valor do atraso τ_n , deslocamento Doppler ν_n e a amplitude complexa A_n . Partindo-se da equação 2.44b tem-se que resposta ao impulso variante no tempo vale:

$$g(\tau, t) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=1}^N A_n \delta(\tau - \tau_n) e^{j2\pi\nu_n t} \quad (3.4)$$

O parâmetro N é denominado ordem do modelo e os elementos τ_n , ν_n e A_n são variáveis aleatórias estatisticamente independentes. Os pares (τ_n, ν_n) são tomados da função densidade de probabilidade conjunta que é formada da função de espalhamento do canal WSSUS normalizada, fazendo:

$$\int_{-\infty-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S(\nu, \tau) = 1 \quad (3.5)$$

Portanto, o formato do espectro do espalhamento Doppler é dado pela escolha adequada da função densidade de probabilidade marginal da variável aleatória v_n . Os A_n são variáveis aleatórias Gaussianas complexas com variância unitária que devem obedecer:

$$E[A_n A_{n'}^*] = \begin{cases} 1 & \text{se } n' = n \\ 0 & \text{outros} \end{cases} \quad (3.6)$$

A técnica de Monte-Carlo pode ser utilizada para gerar funções de espalhamento com retardos fixos, como no modelo de Watterson. Nesse caso a variável aleatória τ_n é suprimida e cada derivação é obtida por meio de.

$$G_i(t) = \sqrt{\frac{C_i(0)}{N}} \sum_{n=1}^N A_{ni} e^{j2\pi v_{ni} t} \quad (3.7)$$

O parâmetro $C_i(0)$ é a potência relativa da i -ésima derivação. Os v_{ni} são variáveis aleatórias independentes, com fdp Gaussiana de média u ; e espalhamento de frequência $2\sigma_i$, (ITU-R, 1999).

Para a simulação do modelo de Vogler, deve-se observar que a parte estocástica do mesmo está contida na função modulante estocástica $\Psi(t, \tau)$. Esse é um processo Gaussiano complexo que é responsável pelo espalhamento Doppler caracterizado pelo valor de largura do espectro Doppler ctd entre os pontos de meia potência. Ainda, esse processo deve ser decorrelacionado na variável τ , o que sugere o uso da técnica de Monte-Carlo para montar uma matriz onde as linhas são a variação temporal gerada pela equação 3.7 (Bispo, 2001). Sendo cada linha gerada por um processo independente das outras, garante-se a independência entre os elementos das colunas dessa matriz. Essas considerações definem uma função de espalhamento Gaussiana.

Como observação pertinente, foi verificado que a ordem da simulação de Monte-Carlo que gera resultados compatíveis com as medidas em canais reais pode ser assumida como $N=200$ (Bispo, 2001). Essa conclusão foi verificada mediante uma comparação entre os dados disponíveis e os parâmetros do modelo ITU-R adotado.

Como complemento ao modelo anterior, a ITU-R definiu alguns parâmetros considerados de espalhamento Doppler e de retardos para a simulação de canais ionosféricos em HF, usando um modelo de dois raios de componentes de igual amplitude e desvanecimento Rayleigh. Isso é uma simplificação do modelo de Watterson, com apenas

duas derivações de igual amplitude e espalhamento Doppler e com espalhamento Doppler médio igual a zero. São definidos três tipos de canais: bom (*quiet*), moderado (*moderate*) e pobre (*disturbed*), abrangendo a variação de latitude para uma melhor caracterização. Na Tabela 3.1 estão definidos os parâmetros ITU-R para cada tipo de canal (ITU-R, 1999).

Tabela 3.1 - Proposta para as características dos canais na faixa de HF

Características das condições do canal HF						
condição →	<i>QUIET</i>		<i>MODERATE</i>		<i>DISTURBED</i>	
latitude	retardo	espalhamento Doppler	retardo	espalhamento Doppler	retardo	espalhamento Doppler
<i>LOW</i>	0,5 ms	0,5 Hz	2 ms	1,5 Hz	6 ms	10 Hz
<i>MID</i>	0,5 ms	0,1 Hz	1 ms	0,5 Hz	2 ms	1 Hz
<i>HIGH</i>	1,0 ms	0,5 Hz	3 ms	10 Hz	7 ms	30 Hz

Reunindo a caracterização do modelo de Vogler para a técnica de Monte-Carlo, juntamente com as especificações do modelo proposto pela ITU-R, pode-se implementar um simulador de canal HF adequado a várias situações (Albuquerque, 2002). No item 4.4 está apresentado um algoritmo implementado em MATLAB 6.0 para o canal HF, conforme descrito anteriormente. Além das características discutidas, é acrescentado ruído branco gaussiano aditivo ao sinal processado. São gerados dois processos estocásticos independentes e cada um é adicionado respectivamente à componente em fase e em quadratura do sinal modulado em equivalente passa-baixas (Parsons, 1992). Conforme a relação sinal-ruído desejada, o desvio padrão desses processos é ajustado, de modo que somente o ruído gaussiano acrescentado pelos transceptores é adicionado. Nas simulações não é considerada a interferência e nem o ruído impulsivo.

Para a utilização apropriada do modelo WSSUS proposto para o canal HF em faixa larga é necessário realizar uma translação de frequência do sinal equivalente passa-baixas analógico (Oppenheim, 1996). Os sinais equivalentes passa-baixas (analíticos) para as modulações usadas são descritos no item 4.2 e são, em geral, sinais complexos. A translação em frequência deve ser realizada conforme é mostrado na Figura 3.2, onde o espectro de um sinal analítico complexo de exemplo é deslocado para a origem das frequências. Isso se deve ao fato de o modelo WSSUS de canal adotado neste trabalho se tratar de um filtro linear variante no tempo centrado na origem, com a função de transferência variante no tempo nessa posição do espectro. O valor da frequência aplicada para deslocar o sinal deve ser a frequência média da banda útil do sistema f_M , conforme a

Figura 3.2, e o sinal analítico $x(t)$ complexo deve ser multiplicado por $e^{-j2\pi f_M t}$ antes de

ser submetido ao canal e multiplicado por $e^{j2\pi f_M t}$ depois do processamento.

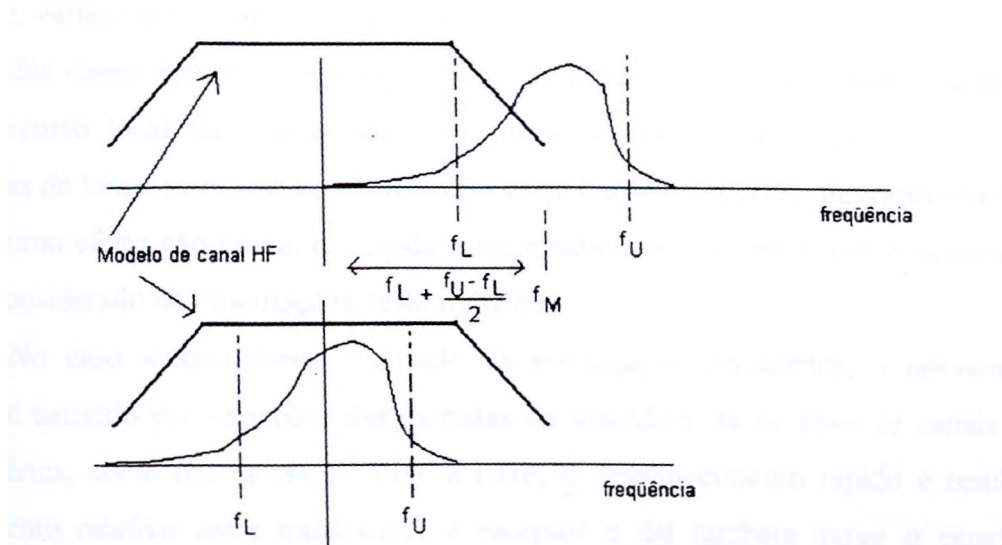


Figura 3.2 - Translação de freqüência no sinal analítico para o modelo adotado de canal HF

3.3 - CARACTERÍSTICAS DOS CANAIS VHF E UHF

Os fenômenos relacionados ao multipercurso em canais rádio nas faixas de VHF e UHF são modelados exatamente como mencionado nos itens 2.1 e 2.2, uma vez que o sinal de interesse seja o sinal analógico de voz faixa estreita. Como anteriormente afirmado, os modelos utilizados neste trabalho não consideram os efeitos da atenuação oriundos da propagação em diferentes ambientes. A predição da potência média do sinal recebido quando se consideram os fenômenos de propagação é uma tarefa não trivial e altamente dependente do ambiente em questão, havendo uma série de modelos apropriados (Parsons, 1992).

Para a descrição dos modelos na faixa de VHF e UHF em termos somente do desvanecimento por multipercurso, é oportuno salientar que não mais há participação da ionosfera. O efeito agora é causado por uma grande quantidade de reflexões da onda troposférica no ambiente em que estão o transmissor e o receptor. Dessa forma, é possível a visada direta (envoltória com distribuição Rice) ou não (envoltória com distribuição Rayleigh). A propagação ocorre principalmente por meio do espalhamento nas superfícies dos obstáculos e pela difração ao redor deles. Na prática, a energia chega por meio de vários caminhos ao mesmo tempo e uma situação de multipercurso é estabelecida, onde as várias ondas chegam de diferentes direções com diferentes retardos temporais. Elas se

combinam vetorialmente na antena do receptor, resultando em um sinal que pode ser intenso ou fraco, dependendo da distribuição das fases entre as ondas componentes e, portanto, variações substanciais ocorrem na amplitude do sinal. As flutuações no sinal são conhecidas como desvanecimento (*fading*) e as flutuações de curto termo causadas pelo multipercurso local são conhecidas como desvanecimento rápido para distingui-lo das variações de longo termo no nível médio do sinal, conhecidas como desvanecimento lento. Esse último efeito não possui um modelo matemático satisfatório e, como já mencionado, não é considerado nas simulações deste trabalho.

No caso anteriormente analisado da propagação ionosférica, o desvanecimento rápido é causado por variações das camadas da ionosfera. Já no caso de canais de onda troposférica, como nas faixas de VHF e UHF, o desvanecimento rápido é resultante do movimento relativo entre transmissor e receptor e daí também surge o espalhamento Doppler. O meio de propagação multipercurso possui vários caminhos diferentes por onde a energia viaja do transmissor para o receptor. Considerando primeiramente o caso de um receptor estacionário, tem-se uma situação de multipercurso estático onde o sinal é transmitido e várias versões dele chegam seqüencialmente no receptor. O efeito dos diferentes tempos de retardo é a introdução de deslocamentos relativos de fase entre as ondas componentes e a superposição delas leva a uma adição construtiva ou destrutiva (num dado instante de tempo), dependendo das fases relativas. Se agora o receptor ou o transmissor está em movimento, ocorre uma situação de multipercurso dinâmico, onde há uma mudança contínua no comprimento elétrico de cada caminho de propagação e, portanto, os deslocamentos relativos de fase entre eles mudam em função da localização espacial. Esses deslocamentos causam adições destrutivas e construtivas que resultam no surgimento de um sinal repleto de picos e vales no receptor móvel.

As diferenças entre os fenômenos que ocorrem com um sinal na faixa de VHF e outro na faixa de UHF são sempre associadas à diferença entre as frequências das portadoras. Por exemplo, uma transmissão em UHF experimenta maior atenuação e menor área de cobertura em relação a uma transmissão em VHF. Outra diferença está relacionada as dimensões dos comprimentos de onda envolvidos. No entanto, o desvanecimento rápido observado para essas duas faixas não apresenta significativa diferença estatística (Parsons, 1992) e como os modelos usados neste trabalho não consideram a atenuação por propagação (desvanecimento lento), os canais de VHF e UHF são modelados da mesma forma.

3.4 - MODELO PARA O SINAL DE VOZ NOS CANAIS VHF E UHF

Quando o sinal de interesse submetido aos efeitos do canal puder ser considerado como um sinal faixa estreita, o modelo do canal com desvanecimento plano é o mais adequado. Conforme observado no Capítulo 2, o sinal de voz com banda de 3 kHz é um sinal faixa estreita para os canais na faixa de VHF e UHF. Nesse contexto, o modelo do canal é composto por apenas um coeficiente, sendo chamado comumente de canal multiplicativo. Em relação a esse canal existem diversas formas para caracterizar o coeficiente, dependendo das peculiaridades do ambiente envolvido. Se o desvanecimento plano no modelo WSSUS é o mais adequado na sua forma mais usual (desvanecimento de Rayleigh), é necessária a geração de apenas um processo estocástico Gaussiano estacionário, de média nula e formatação espectral adequada (Galdino, 1997).

Os coeficientes que multiplicam as amostras do sinal devem ser gerados de forma adequada para reproduzir os tipos de canais desejados. Por exemplo, um canal de ambiente urbano possui estatísticas diferentes em relação ao ambiente rural. A simulação de Monte-Carlo se mostra adequada para gerar os coeficientes multiplicativos. Ela deve prover meios para diferenciar as características dos canais, devendo considerar o desvio Doppler máximo e a banda do sinal. A geração da resposta do canal pelo método de Monte-Carlo é dada pela superposição linear de N percursos elementares, individualmente caracterizados por três variáveis aleatórias, que modelam o atraso τ_n , o deslocamento Doppler v_n e a amplitude complexa A_n . Os coeficientes do canal simulado no tempo são dados pela equação 3.4, onde as variáveis aleatórias τ_n e v_n possuem fdp conjunta dada pela função espalhamento (normalizada) do canal. Como não há retardos na simulação, o coeficiente toma a forma da equação 3.7 e τ_n é suprimido. As variáveis aleatórias A_n têm média nula, variância unitária e são estatisticamente independentes entre si e das demais variáveis aleatórias. Na implementação do método para uma distribuição da envoltória complexa do tipo Rayleigh, esse parâmetro é modelado por $e^{j\theta_n}$ onde θ_n tem distribuição uniforme no intervalo $(0, 2\pi)$ (Galdino, 1997). A variável aleatória v_n é modelada por $f_D \cos(\theta_n)$, onde f_D é o deslocamento Doppler máximo e θ_n tem uma distribuição uniforme no intervalo $(0, 2\pi)$. O parâmetro f_D é calculado no caso em que o receptor móvel está se movendo a uma velocidade máxima estimada com o ângulo de incidência da onda nulo, de modo que $f_D = V_{\max} / \lambda$ (λ é o comprimento de onda da portadora). Assim, v corresponde a um deslocamento Doppler aleatório entre $+f_D$ e $-f_D$ que incide sobre cada amostra do sinal

analítico de entrada.

Para a implementação de uma envoltória complexa com distribuição de Rice, a forma de geração do parâmetro θ_n deve ser modificada. Ao invés da distribuição uniforme em $(0, 2\pi)$ é necessário gerar uma distribuição conforme a equação 2.40. Para isso, basta gerar dois processos estocásticos independentes de média não nula, sendo um deles a componente em fase e o outro a componente em quadratura, e extrair a fase desse número complexo (Young, 2000). Verifica-se que a distribuição da envoltória é uma distribuição de Rice e a distribuição da fase é a desejada. A distribuição de Rice pretendida visa à simulação de ambientes rurais, onde a presença de uma componente de visada direta é mais freqüente.

Em relação ao valor apropriado de N , verifica-se que sua determinação não é trivial. Para o caso do modelo de canal HF as simulações mostraram que $N=200$ é um valor apropriado para a validação. Já no caso de canais VHF e UHF outros valores de N devem ser usados, sendo importante assumir um valor mínimo para esse parâmetro que garanta as características do canal. Neste trabalho, é usado $N=300$ para as duas faixas, sendo tal valor já utilizado em simulações de canais UHF e, por conseqüência, adequado para canais na faixa de VHF (Müller, 1994).

Na Figura 3.3 está resumido o modelo para canais VHF e UHF utilizado neste trabalho. O ruído adicionado é calculado da mesma maneira anteriormente citada para canais HF (item 3.2).

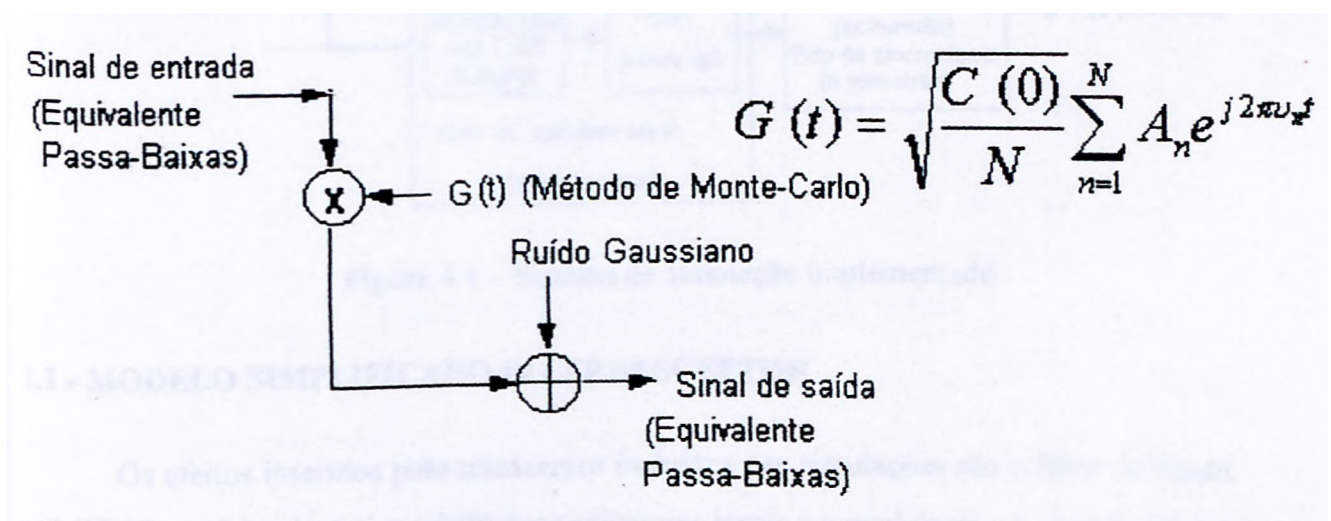


Figura 3.3 - Modelo adotado para os canais VHF e UHF

4 - SISTEMA DE SIMULAÇÃO PARA SINAIS DE VOZ

Reunindo os modelos dos canais discutidos no Capítulo 3, juntamente com um modelo apropriado para o rádio transceptor, chega-se a um sistema de simulação em tempo discreto para a avaliação dos efeitos dos canais e das modulações sobre o sinal de voz analógico. Esse sistema permite incluir alguns efeitos que ocorrem no equipamento e que influenciam na qualidade final do sinal recebido. As implementações em MATLAB dos modelos dos canais são apresentadas e discutidas segundo os modelos adotados. Além do transceptor e do canal, também é considerada a implementação de um misturador de voz (*scrambler*) que tem o funcionamento prejudicado pelas características do canal. As implementações usadas para os misturadores são definidas e discutidas em detalhes no Capítulo 6. Na Figura 4.1 está desenhado um diagrama sucinto do sistema de simulação implementado em MATLAB 6.0 com alguns efeitos simulados.

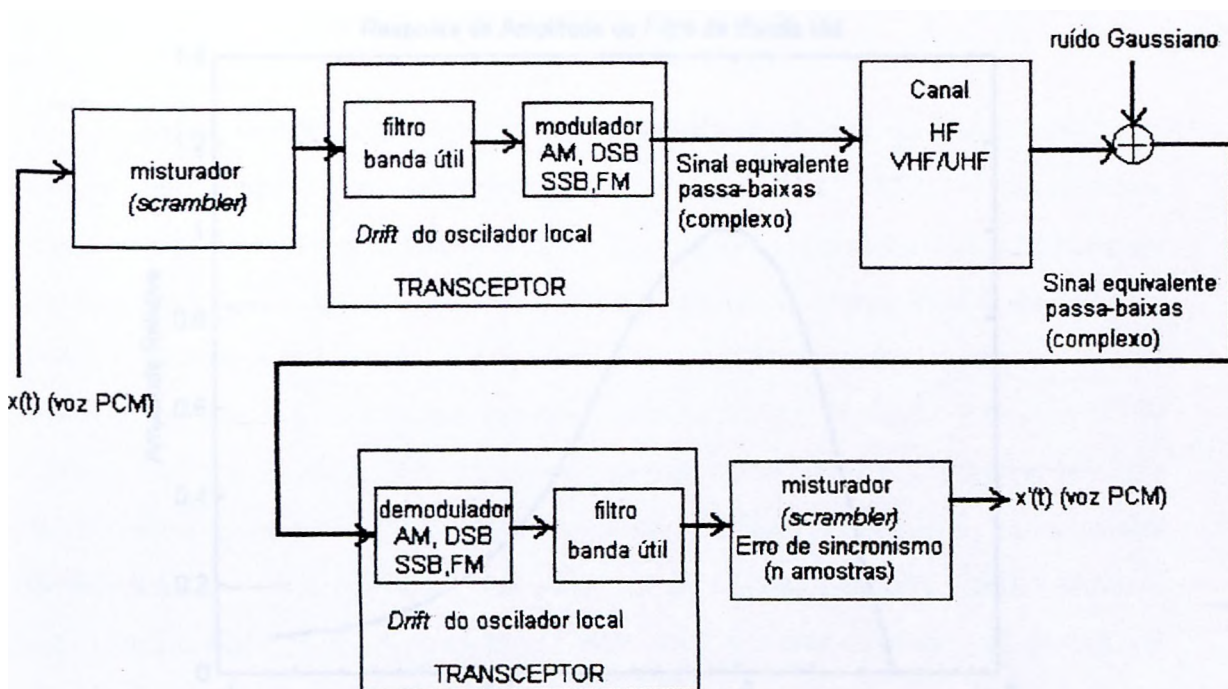


Figura 4.1 - Sistema de simulação implementado

4.1 - MODELO SIMPLIFICADO DO TRANSEPTOR

Os efeitos inseridos pelo transceptor incluídos nas simulações são o filtro de banda útil (FBU), o efeito de deriva (*drift*) dos osciladores locais e a modulação. A modulação e a demodulação são analisadas no item 4.2.

O filtro de banda útil é um filtro passa-faixa com frequências de corte inferior e

superior a 3dB valendo aproximadamente 200Hz e 2440Hz respectivamente (com frequência de amostragem de 8 kHz). A resposta de amplitude em frequência desse filtro esta desenhada na Figura 4.2 e é originada de um levantamento experimental de resposta em frequência com um transceptor comercial na faixa de HF, sendo pois um filtro de exemplo para este trabalho. Com o MATLAB foi feita uma estimativa desse filtro utilizando essa resposta, de forma que foram obtidos os coeficientes de um filtro IIR. A resposta de fase do FBU é mostrada na Figura 4.3 e corresponde ao filtro IIR empregado nas simulações, sendo aproximadamente linear para a faixa de passagem a -3 dB. Como todos os transceptores possuem filtros que limitam a banda de voz utilizada para a modulação da portadora (Krauss, 1980), decidiu-se utilizar esse filtro para todas as simulações, como forma de prever algumas limitações impostas pelos equipamentos comerciais.

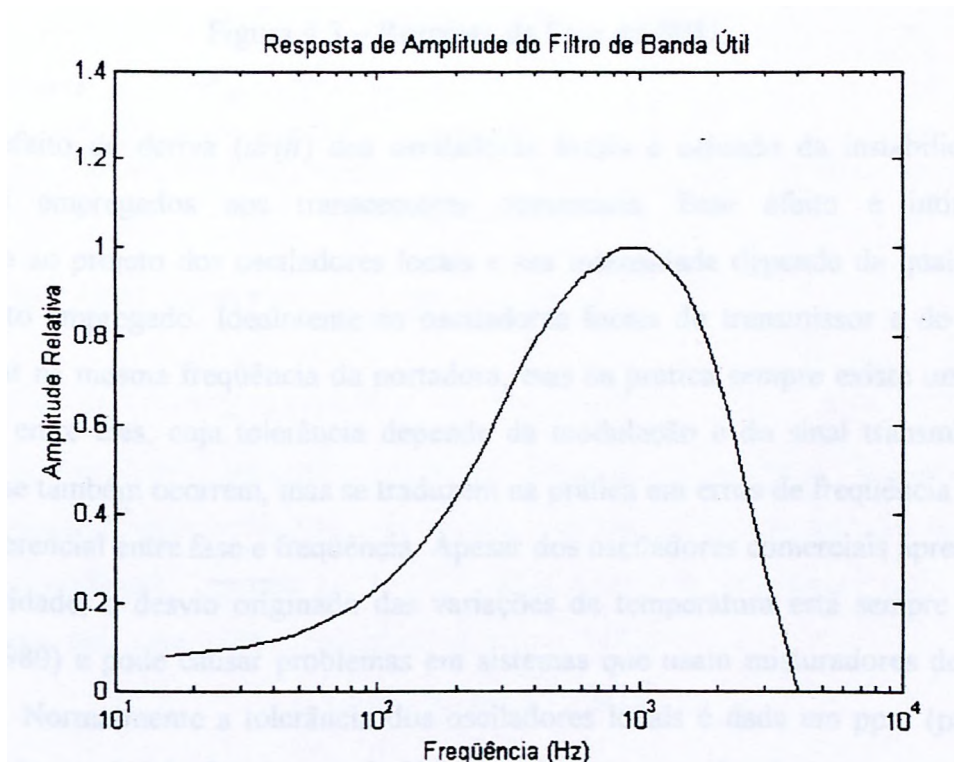


Figura 4.2 - Resposta de Amplitude do FBU.

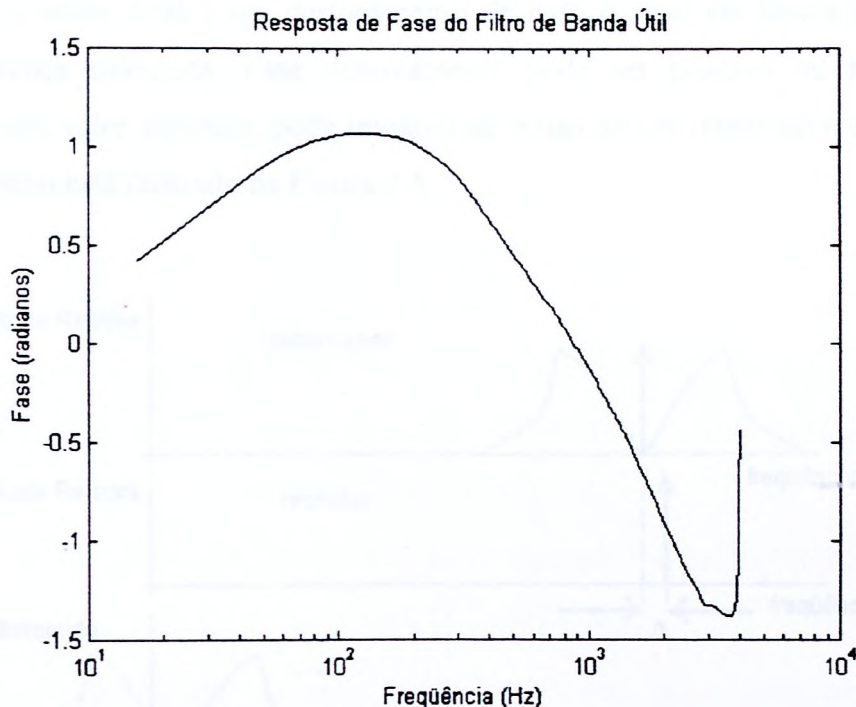


Figura 4.3 - Resposta de Fase do FBU.

O efeito de deriva (*drift*) dos osciladores locais é oriundo da instabilidade dos osciladores empregados nos transceptores comerciais. Esse efeito é intimamente relacionado ao projeto dos osciladores locais e sua intensidade depende da qualidade do equipamento empregado. Idealmente os osciladores locais do transmissor e do receptor devem estar na mesma frequência da portadora, mas na prática sempre existe um erro de frequência entre eles, cuja tolerância depende da modulação e do sinal transmitido. Os erros de fase também ocorrem, mas se traduzem na prática em erros de frequência devido à relação diferencial entre fase e frequência. Apesar dos osciladores comerciais apresentarem alta estabilidade, o desvio originado das variações de temperatura está sempre presente (Krauss, 1980) e pode causar problemas em sistemas que usam misturadores de voz em frequência. Normalmente a tolerância dos osciladores locais é dada em ppm (partes por milhão) e para as simulações foram admitidos osciladores com desvios em ppm, sendo um oscilador de menos de 2 ppm considerado de boa qualidade. Observa-se que a influência da instabilidade dos osciladores é tão crítica quanto maior for a frequência da portadora, sendo mais comumente observado na faixa de UHF. Como o fenômeno de deriva no valor da frequência depende em grande parte da temperatura, essa variação é lenta e pode ser admitida constante para uma dada transmissão de voz. Então, para reproduzir esse efeito, é necessário acrescentar um desvio aleatório no transmissor, outro no receptor e calcular a diferença entre eles. Como a demodulação realiza o batimento de frequências utilizando o

oscilador local, o efeito final é um deslocamento de todo o sinal em banda básica cujo valor é a diferença calculada. Esse descolamento pode ser positivo ou negativo e, dependendo do seu valor absoluto, pode inviabilizar o uso de um misturador espectral de voz. Esse fenômeno está ilustrado na Figura 4.4.

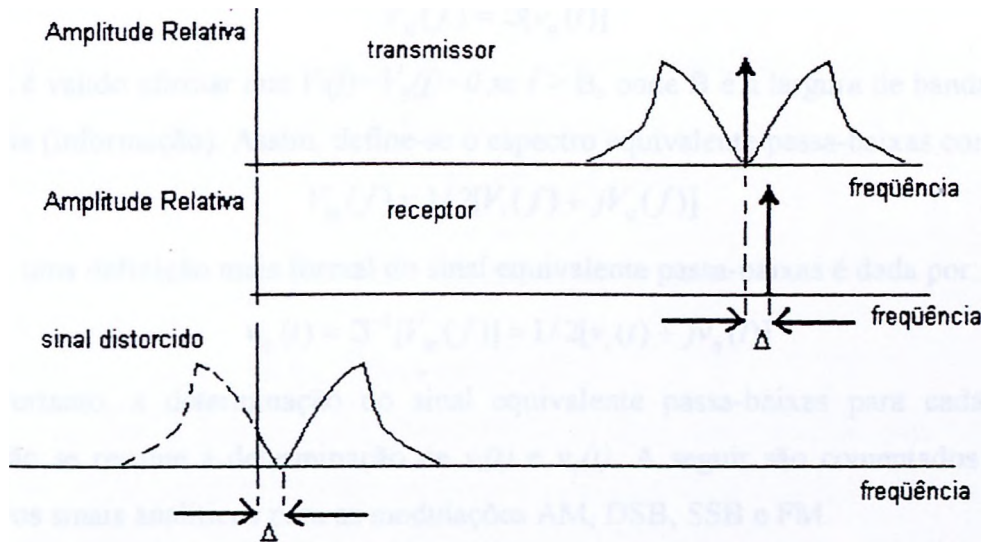


Figura 4.4 - Distorção do sinal recebido devido ao erro Δ entre os osciladores locais do transmissor e receptor.

4.2 - SINAIS EM EQUIVALENTE PASSA-BAIXAS

O sinal equivalente passa-baixas ou sinal analítico $v_{lp}(t)$ é uma representação fasorial da portadora modulada por um sinal real. Logo, o sinal analítico é complexo e com ele é possível representar as variações da amplitude da portadora (envoltória) e da sua fase, conforme a modulação adotada (AM, DSB, SSB, FM). De uma forma mais rigorosa, considere-se o sinal passa-faixa transmitido (Carlson, 1986):

$$v_{bp}(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad (4.1)$$

Onde $A(t)$ e $\phi(t)$ são a envoltória e a fase, sendo a fase correspondente a um desvio em relação à portadora não modulada. A variável ω_c é a frequência angular da portadora. Define-se a componente em fase como:

$$v_i(t) = A(t) \cos\phi(t) \quad (4.2)$$

E a componente em quadratura como:

$$v_q(t) = A(t) \text{sen}\phi(t) \quad (4.3)$$

Ou seja, elas são as projeções de um vetor de amplitude $A(t)$ e ângulo $\varphi(t)$ que não gira à taxa ω_c . Essa representação, independente da portadora, é muito útil para a análise utilizando os modelos de canais citados no Capítulo 3.

As transformadas de Fourier das componentes acima definidas são:

$$\begin{aligned} V_i(f) &= \mathfrak{F}[v_i(t)] \\ V_q(f) &= \mathfrak{F}[v_q(t)] \end{aligned} \quad (4.4)$$

É válido afirmar que $V_i(f)=V_q(f)=0$ se $f > B$, onde B é a largura de banda do sinal modulante (informação). Assim, define-se o espectro equivalente passa-baixas como:

$$V_{lp}(f) = 1/2[V_i(f) + jV_q(f)] \quad (4.5)$$

E uma definição mais formal do sinal equivalente passa-baixas é dada por:

$$v_{lp}(t) = \mathfrak{F}^{-1}[V_{lp}(f)] = 1/2[v_i(t) + jv_q(t)] \quad (4.6)$$

Portanto, a determinação do sinal equivalente passa-baixas para cada tipo de modulação se resume à determinação de $v_i(t)$ e $v_q(t)$. A seguir são comentados em mais detalhes os sinais analíticos para as modulações AM, DSB, SSB e FM.

Num sinal AM a envoltória $A(t)$ é proporcional ao sinal de informação $x(t)$. Usando a convenção

$$|x(t)| \leq 1 \quad (4.7)$$

define-se o sinal AM equivalente passa-baixas como:

$$v_{lp}(t) = \frac{1}{2} A_c [1 + \mu x(t)] \quad (4.8)$$

onde A_c é a amplitude relativa da portadora e μ é o índice de modulação, $\mu < 1$. Logo, para a modulação AM a fase $\varphi(t)$ é constante e assumida como nula e $v_q(t)=0$, resultando num sinal real. Para o processamento da demodulação é necessário extrair do sinal analítico a sua envoltória, ou seja, o módulo do sinal complexo (já que o processamento do canal é complexo).

Num sinal DSB a portadora é suprimida e o sinal analítico é definido como:

$$v_{lp}(t) = \frac{1}{2} A_c x(t) \quad (4.9)$$

Nesse caso, $\varphi(t)$ assume o valor zero para $x(t) > 0$ e o valor de $\pm 180^\circ$ para $x(t) < 0$, indicando a reversão de fase da portadora para valores negativos de $x(t)$. Novamente $v_q(t)=0$ e, como na modulação AM, o sinal analítico é real. Para a demodulação é necessário extrair a envoltória do sinal complexo, mas levando em conta a reversão de fase, de modo que o sinal da parte real do sinal complexo é o sinal atribuído à envoltória.

Na modulação SSB o sinal analítico é definido pela Transformada de Hilbert $x(t)$ (Oppenheim, 1989) da seguinte forma:

$$v_{lp}(t) = \frac{A_c}{4} [x(t) + j\hat{x}(t)], \text{ para U-SSB} \quad (4.10)$$

$$v_{lp}(t) = \frac{A_c}{4} [x(t) - j\hat{x}(t)], \text{ para L-SSB} \quad (4.11)$$

Portanto o sinal analítico é complexo e a demodulação se resume a extrair a parte real do sinal analítico (assumindo a detecção síncrona).

Na modulação FM o sinal analítico é definido como:

$$v_{lp}(t) = \frac{A_c}{2} \left\{ \cos \left[2\pi f_\Delta \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda \right] + j \operatorname{sen} \left[2\pi f_\Delta \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda \right] \right\} \quad (4.12)$$

Onde f_Δ é o desvio de frequência assumido.

Em relação à demodulação FM, pode-se afirmar que a forma mais imediata de realizá-la é utilizar um diferenciador de fase, uma vez que $\phi(t)$ é o integral de $x(t)$, de forma que:

$$x(t) = \frac{d\phi}{dt} \frac{1}{2\pi f_\Delta} \quad (4.13)$$

Tratando particularmente o caso do sinal complexo equivalente passa-baixas, a fase $\phi(t)$ pode ser expressa por:

$$\phi(t) = \arctan \left[\frac{i(t)}{r(t)} \right] \quad (4.14)$$

Onde $i(t)$ e $r(t)$ são respectivamente as componentes imaginária e real do sinal analítico modulado em FM. Assim, derivando a equação 4.14 tem-se:

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{\frac{di(t)}{dt} r(t) - i(t) \frac{dr(t)}{dt}}{r^2(t) + i^2(t)} \quad (4.15)$$

Essa abordagem é usada nos itens 4.3 e 4.4 para a demodulação de sinais em FM, pois pela equação 4.13 a informação $x(t)$ é recuperada usando o resultado da equação 4.15.

4.3 - IMPLEMENTAÇÃO DO CANAL VHF/UHF

O código fonte do algoritmo de simulação de canais VHF/UHF está reproduzido no Apêndice A deste trabalho, devidamente comentado quando pertinente, e neste item são

explicados alguns detalhes da implementação.

A função em MATLAB chamada “simulaVUHF” é baseada no Método de Monte-Carlo abordado no item 3.2 e retoma um vetor de saída que é o vetor de entrada submetido aos efeitos de um canal VHF/UHF, sendo os dois sinais reais e de voz. O vetor de entrada é tratado por inteiro e existem diversas opções para simulação, dentre elas a escolha de ambientes rural ou urbano, a modulação (AM, DSB, SSB e FM) e inclusão ou não de um deslocamento aleatório de frequência (deriva de frequência).

Os coeficientes do filtro de banda útil, conforme explicado no item 4.1, estão explícitos e conforme o ambiente que se deseja simular, rural ou urbano, as distribuições de Rice ou Rayleigh são assumidas. No último caso, a fase possui distribuição uniforme entre 0 e 2π e no primeiro possui a distribuição da equação 2.40, sendo necessária a geração de dois processos gaussianos para obter números aleatórios com tal distribuição.

A geração dos processos estocásticos pelo Método de Monte-Carlo, utilizando a equação 3.7, é realizada usando a distribuição de fase adequada. Ao final, o vetor *efeitocanal* é formado por números complexos aleatórios de módulo variante no tempo e fase com a distribuição desejada. Esse vetor é multiplicado pelo sinal modulado analítico, elemento a elemento. A variável *desviocomplexo* multiplica todo o sinal analítico e provoca um deslocamento no domínio da frequência conforme um erro aleatório entre as frequências dos osciladores locais, como abordado no item 4.1.0 vetor *Ruidototal* é um vetor complexo com componentes Gaussianas cujas amplitudes estão em conformidade com a relação sinal-ruído desejada.

Em relação à modulação, os sinais analíticos apresentados no item 4.2 são calculados diretamente e multiplicados pelo vetor *efeitocanal* e posteriormente demodulados. Para AM, o índice de modulação adotado vale 0,8 e mantido constante por ser um padrão para essa modulação (Carlson, 1986). Na demodulação AM a informação é recuperada por um detetor de envoltória, ou seja, pelo módulo do sinal analítico.

Para a modulação SSB é utilizada a função *hilbert* que fornece diretamente o sinal analítico U-SSB conforme a equação 4.10. Na demodulação a informação é extraída da parte real do sinal analítico, simulando a detecção síncrona.

Para a implementação da equação 4.12 na modulação FM foi utilizado um filtro IIR integrador, com condições iniciais nulas, e a saída desse filtro foi normalizada para valores entre $-\pi$ e π para evitar ambigüidades na demodulação. Assim, o sinal analítico é submetido ao canal e a equação 4.15 é utilizada para a demodulação.

Ao final do processamento, o sinal demodulado é submetido ao FBU por meio da

função *filtfilt* que tem por finalidade incluir os efeitos de filtragem do aparelho receptor, mas sem acrescentar retardos temporais que influenciariam no sincronismo de amostras para a decifragem nos misturadores espectrais. Como a resposta de fase do FBU dentro da faixa de passagem é aproximadamente linear, o retardo constante para toda a faixa não ocorre.

Na Figura 4.5 está desenhado um exemplo de trecho sonoro de sinal de voz, correspondente à vogal “a”, sem qualquer distorção, amostrado a 8 kHz.

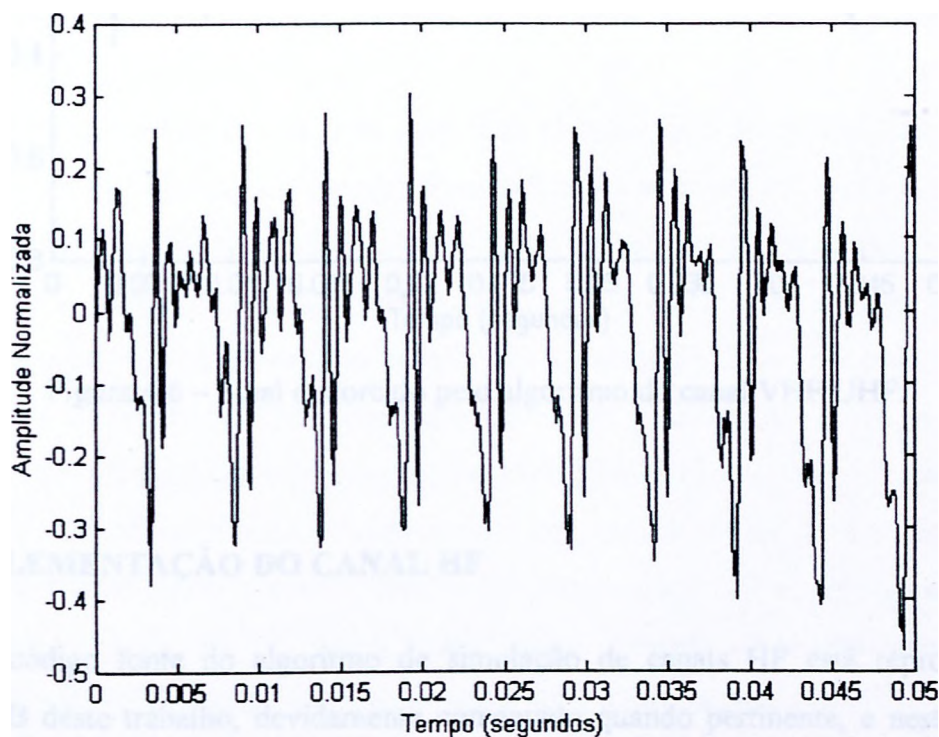


Figura 4.5 - Sinal sem distorção, trecho sonoro amostrado a 8 kHz.

Quando esse trecho de sinal é submetido ao algoritmo em MATLAB do canal VHF/TJHF, em ambiente urbano, modulação FM na frequência de 100 MHz da portadora, ocorre a distorção ilustrada na Figura 4.6, onde se percebe a atenuação variante no tempo e perceptível mudança da forma de onda.

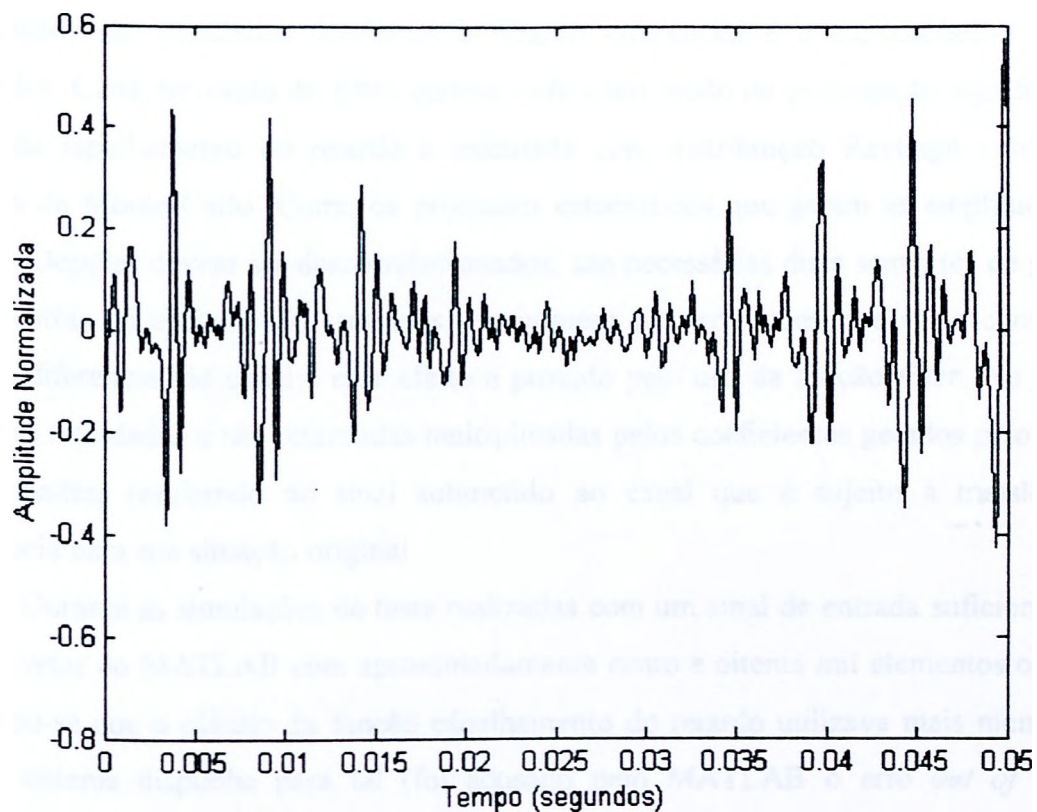


Figura 4.6 - Sinal distorcido pelo algoritmo do canal VHF/UHF.

4.4 - IMPLEMENTAÇÃO DO CANAL HF

O código fonte do algoritmo de simulação de canais HF está reproduzido no Apêndice B deste trabalho, devidamente comentado quando pertinente, e neste item são explicados alguns detalhes da implementação.

A função em MATLAB chamada “simulaHF” é baseada no Método de Monte-Carlo abordado no item 3.2 e retorna um vetor de saída que é o vetor de entrada submetido aos efeitos de um canal HF, sendo os dois sinais reais e de voz. O vetor de entrada é tratado por inteiro e existem diversas opções para simulação, dentre elas a escolha de canais ITU-R *quiet*, *moderate* e *disturbed*, a modulação (AM, DSB, SSB e FM) e inclusão ou não de um deslocamento aleatório de frequência. Todas as observações apresentadas no item 4.3 sobre as modulações e o modelo do transceptor são pertinentes para “simulaHF”.

Devido ao processamento mais complexo do sinal analítico pelo canal, a modulação e a demodulação estão separadas. O sinal analítico modulado é submetido à translação de frequência e depois a um filtro FIR variante no tempo com condições iniciais nulas e com duas derivações, como já comentado no item 3.2. Os três tipos de canais ITU-

R adotados são simulados conforme o retardo diferencial e o espalhamento Doppler atribuídos. Cada derivação do filtro corresponde a um modo de propagação significativo e a função espalhamento do retardo é calculada com distribuição Rayleigh conforme o Método de Monte-Carlo. Como os processos estocásticos que geram as amplitudes e os desvios Doppler devem ser descorrelacionados, são necessárias duas sementes de geração. As amostras de entrada são atrasadas um número de derivações que varia conforme o retardo diferencial do canal e esse efeito é provido pelo uso da função *filter*. Ao final, as amostras retardadas e não retardadas multiplicadas pelos coeficientes gerados pelo método são somadas, resultando no sinal submetido ao canal que é sujeito à translação de frequência para sua situação original.

Durante as simulações de teste realizadas com um sinal de entrada suficientemente longo (vetor do MATLAB com aproximadamente cento e oitenta mil elementos ou mais), verificou-se que o cálculo da função espalhamento do retardo utilizava mais memória do que o sistema dispunha para tal (foi acusado pelo MATLAB o erro *out of memory* associado à memória insuficiente do sistema computacional). Essa limitação provocou a introdução do parâmetro “div” de “simuláHF” Para que o cálculo da função espalhamento de retardo, que foi implementada como um vetor de duas colunas e a mesma quantidade de linhas da entrada, não excedesse o limite de memória, tal cálculo foi dividido em blocos de tamanho “div”, limitando a matriz interna de cálculo para 200 x div elementos (vide código fonte no Apêndice B). Assim, “div” indica somente o tamanho dos passos de cálculo para a função espalhamento do retardo e evita o uso de uma matriz que ocupe toda a memória disponível (com 200 vezes o tamanho da entrada de elementos). Na verdade tal modificação constitui-se apenas de um rearranjo para que não ocorra falta de memória durante o processamento num ambiente computacional limitado, como nos computadores pessoais.

Se o sinal ilustrado na Figura 4.5 é submetido ao algoritmo em MATLAB do canal HF perturbado, modulação U-SSB na frequência de 27 MHz da portadora, ocorre a distorção ilustrada na Figura 4.7, onde se percebe a perceptível mudança da forma de onda.

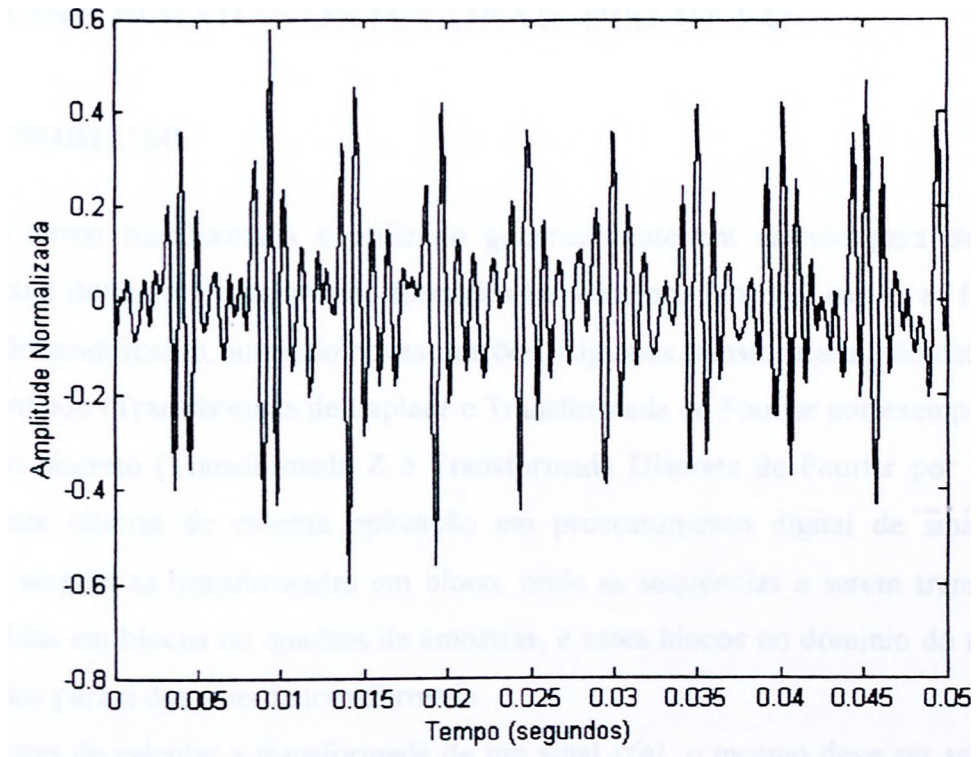


Figura 4.7 - Sinal distorcido pelo algoritmo do canal HF.

5 - TRANSFORMADAS ORTOGONAIS DISCRETAS

5.1 - INTRODUÇÃO

O termo transformada é utilizado genericamente em cálculo para designar as funções cujo domínio e imagem são formados também por funções, isto é, as funções de entrada são modificadas, surgindo novas funções. Algumas transformadas são definidas em tempo contínuo (Transformada de Laplace e Transformada de Fourier por exemplo), outras em tempo discreto (Transformada Z e Transformada Discreta de Fourier por exemplo), sendo essas últimas de extensa aplicação em processamento digital de sinais. Nesse contexto, surgem as transformadas em bloco, onde as seqüências a serem transformadas são divididas em blocos ou quadros de amostras, e esses blocos no domínio do tempo são processados para o domínio da transformada

Antes de calcular a transformada de um sinal $x(n)$, o mesmo deve ser segmentado em blocos. Seja \underline{x} um desses blocos, definido como:

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} x(m) \\ x(m+1) \\ \dots \\ x(m+M-1) \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

onde m é a ordem do bloco e M é o tamanho do bloco em amostras. Seja agora a seguinte transformação linear definida como (Malvar, 1992):

$$\underline{X} = \underline{A}^T \underline{x} \quad (5.2)$$

Define-se \underline{X} como a transformada de \underline{x} e \underline{A} a matriz de transformação, ou simplesmente a transformada. Aqui, o sobrescrito T designa transposição da matriz, ou transposição conjugada se os elementos de \underline{A} forem complexos. Neste trabalho \underline{x} denota um vetor coluna de amostras, \underline{X} denota um vetor coluna de coeficientes transformados e \underline{A} é uma matriz.

Para recuperar o bloco de amostras original da sua transformada, é necessário inverter a equação 5.2:

$$\underline{x} = [\underline{A}^T]^{-1} \underline{X} \quad (5.3)$$

Considerando que \underline{A} é ortogonal, ou seja, $\underline{A}^T = \underline{A}^{-1}$, tem-se a equação da transformada inversa:

$$\underline{x} = \underline{A} \underline{X} \quad (5.4)$$

A utilização de A^T na transformada direta e A na transformada inversa deve-se ao melhor posicionamento dos vetores de base (ou funções de base) nas colunas de A , de modo que o k -ésimo elemento de X é o produto interno de x com a k -ésima função de base. Para as transformadas tradicionais, A é quadrada de ordem M e X e x têm o mesmo tamanho

Algumas propriedades das transformadas ortogonais são:

- Sendo A ortogonal, as matrizes direta e inversa são imediatamente definidas sem inversão de matrizes.
- Dado um diagrama de fluxo da transformada direta, obtém-se o da transformada inversa pela sua simples transposição.
- Os autovalores de A estão dentro do círculo unitário do plano complexo.
- Existem $M(M-1)/2$ graus de liberdade na escolha dos elementos de A .

Cada escolha de A leva a uma transformada diferente. O número de escolhas é infinito, mas algumas delas levam a matrizes com propriedades especiais que são úteis em processamento digital de sinais

Neste trabalho, as transformadas ortogonais de interesse são: Transformada Discreta de Fourier (DFT), Transformada Discreta de Cossenos (DCT), Transformada Discreta de Senos (DST) e a Transformada Modulada com Superposição (***Modulated Lapped Transform***, MLT). Sua escolha foi baseada na existência de algoritmos rápidos adequados para as simulações e suas propriedades espectrais, além do seu emprego apropriado para o projeto de misturadores espectrais.

A DFT, a DCT, a DST e seus respectivos algoritmos rápidos são bem conhecidos, tendo sido objeto de diversos trabalhos de diferentes autores (como exemplo, Rao, 1990 e Oppenheim, 1996 dentre muitos outros). Devido a isso, apenas algumas propriedades relevantes da DFT, DCT e DST são abordadas adiante, sem o intuito de elaborar maiores aprofundamentos. Em relação à Transformada MLT, alguns detalhes são apresentados, incluindo uma implementação em MATLAB dessa transformada.

5.2 - TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER

A transformada discreta de Fourier é definida pelas funções de base que são exponenciais complexas com frequências espaçadas regularmente entre 0 e 2π da seguinte forma:

$$a_{nk} = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j \frac{2\pi kn}{M}} \quad (5.5)$$

Onde a_{nk} é o elemento de A na n -ésima linha e k -ésima coluna. Como usual na literatura sobre transformadas, assume-se que n e k variam de 0 a $M-1$.

A definição dada na equação 5.5 leva à interpretação de que a DFT representa o sinal $x(n)$ como uma combinação linear de exponenciais complexas harmonicamente relacionadas

Se x é real, surge a conhecida propriedade de simetria:

$$[X]_{M-k}^* = [X]_k \rightarrow |[X]_{M-k}| = |[X]_k| \quad (5.6)$$

Onde * indica complexo conjugado.

Uma das principais aplicações da DFT é a estimação de espectro porque a DFT de bloco de tamanho M pode ser vista como uma aproximação da Transformada de Fourier do sinal em frequências igualmente espaçadas. A principal desvantagem para essa estimação é que com um bloco de tamanho M somente se obtém $M/2$ diferentes coeficientes de frequência. Outra aplicação da DFT é na filtragem que, juntamente com a estimação de espectro, justifica a vasta existência de algoritmos rápidos para a DFT, conhecidos como algoritmos de FFT (*Fast Fourier Transform*).

A equivalência espectral da DFT é evidenciada pela sua interpretação de magnitude e fase, já discutida em diversas obras, onde cada coeficiente da transformada corresponde a uma senóide de amplitude e fase determinadas, cuja soma recompõe o sinal original (cada coeficiente é uma componente espectral do sinal). Essa equivalência é importante para a elaboração dos algoritmos de mistura em canais passa faixa, pois os coeficientes da DFT obtidos em cada quadro possuem largura de banda e frequência central definidas (neste trabalho, largura de banda de coeficiente é o espaçamento espectral ocupado por cada coeficiente da DFT). Para ilustrar essas propriedades, considere-se uma senóide de 1 kHz amostrada a 8 kHz. Tomando um quadro desse sinal com 256 amostras, tem-se que a DFT desse quadro tem 256 coeficientes e cada coeficiente apresenta largura de banda de $8000/256 = 31,25$ Hz. Cada coeficiente corresponde, portanto, a uma frequência central, estando as várias frequências centrais espaçadas de 31,25 Hz. Assim, verifica-se que a DFT do 1º bloco de 256 amostras tem apenas 2 coeficientes não nulos: o 33º e o 225º. Isso é consequência direta da equivalência espectral, pois $32 \cdot 31,25 = 1000$, que coincide com a frequência do sinal original. O 33º coeficiente é complexo puro com fase -90° , o que acarreta que o sinal recomposto pela transformada inversa é uma senóide de 1 kHz. Dessa

discussão, conclui-se que, para um processo estocástico como o sinal de voz, cada quadro de 256 coeficientes transformados da DFT pode ser abordado como contendo 256 componentes espectrais do quadro analisado.

Os algoritmos de FFT visam diminuir o esforço computacional para o cálculo dos coeficientes da DFT. Na forma direta, o cálculo da DFT de um bloco de tamanho M demanda M^2 multiplicações e aproximadamente o mesmo número de somas. Já no algoritmo proposto no clássico artigo de Cooley e Tukey (“An Algorithm for the Machine Computation of the Complex Fourier Series”, *Mathematics of Computation*, Vol. 19, April 1965, pp. 297-301) o esforço é proporcional a $M \log_2 M$, para $M=2^m$, que é uma ordem de grandeza menor. Não é por coincidência, então, que a FFT representou uma grande contribuição para o processamento digital de sinais. Desde o algoritmo original, várias implementações da FFT foram desenvolvidas, incluindo a decimação em frequência ou em tempo, decimações por fatores de dois, quatro e oito. Quando a decimação é dois, por exemplo, surge o algoritmo raiz-2 (*radix-two*). Algoritmos rápidos para M não igual a uma potência de dois também foram desenvolvidos.

Desde o desenvolvimento do primeiro algoritmo da FFT em 1965, o campo dos algoritmos rápidos se mostrou extenso e altamente otimizado para as mais diversas aplicações, sendo requisito essencial sua implementação em qualquer programa computacional de desenvolvimento. Nesse sentido, o programa MATLAB ora utilizado dispõe de uma implementação da FFT própria que usa uma combinação de vários algoritmos, incluindo uma variação do algoritmo de Cooley-Tukey, algoritmo de fator primo e um algoritmo de *split-radix*.

5.3 - TRANSFORMADAS DISCRETAS DE SENOS E COSSENOS

As transformadas discretas de senos (*Discrete Sine Transform*, DST) e de cossenos (*Discrete Cosine Transform*, DCT) são definidas em quatro tipos, nominalmente tipos I, II, III e IV, cujas funções de base são diferentes (Rao, 1990). Neste trabalho, as transformadas de interesse são a DCT e a DST do tipo II, doravante chamadas de DCT e DST, correspondendo às mais empregadas na prática (por exemplo, o padrão IEEE 1180 é baseado nelas).

A definição das funções de base para a DCT é:

$$a_{nk} = c(k) \sqrt{\frac{2}{M}} \cos \left[\left(n + \frac{1}{2} \right) \frac{k\pi}{M} \right] \quad (5.7)$$

Onde n e k variam de 0 até $M-1$ e $c(k)=1/\sqrt{2}$ se $k=0$ e $c(k)=1$ caso contrário.

A definição das funções de base para a DST é:

$$a_{nk} = c(k) \sqrt{\frac{2}{M}} \operatorname{sen} \left[\left(n - \frac{1}{2} \right) \frac{k\pi}{M} \right] \quad (5.8)$$

Onde n e k variam de 1 até M e $c(k)=1/\sqrt{2}$ se $k=M$ e $c(k)=1$ caso contrário.

A principal diferença entre a DCT e a DFT é que, quando o índice k varia de 0 a $M-1$, existem M diferentes frequências no intervalo $[0,7c]$ e, portanto, o número de frequências é o dobro daquelas existentes com a DFT. No entanto, o espectro da DCT não tem interpretação de magnitude e fase como a DFT. A DCT pode ser usada para convolução e correlação, sendo o seu principal uso em codificação por transformada e filtragem adaptativa no domínio da frequência. Na codificação por transformada verifica-se a conhecida propriedade da DCT para a compressão de dados. Verifica-se que 3% dos coeficientes da DCT contêm cerca de 99% da energia do bloco.

Em relação aos algoritmos rápidos da DCT e DST, constatou-se que as mesmas estratégias aplicadas na FFT não produziram resultados úteis. Os algoritmos rápidos mais eficientes conhecidos são obtidos pelo mapeamento em outros tipos de transformada. Os algoritmos baseados na DCT do tipo IV e na FFT são os melhores conhecidos e, além disso, é virtualmente impossível obter melhoras no número de multiplicações e adições. O programa MATLAB ora utilizado dispõe de uma implementação da DCT e uma para a DST. Nelas ocorre uma transformação e posterior utilização do algoritmo da FFT do próprio MATLAB.

5.4 - TRANSFORMADA MODULADA COM SUPERPOSIÇÃO (MLT)

A MLT (do inglês, *Modulated Lapped Transform*) faz parte de uma família de transformadas chamadas *lapped transforms* (LT). A motivação básica para o desenvolvimento delas vem de uma das maiores desvantagens das transformadas em bloco tradicionais: os efeitos de bloco, que são descontinuidades no sinal reconstruído. Devido ao processamento independente de cada bloco, alguns dos erros de codificação produzem descontinuidades no sinal porque as amostras finais de um bloco, muito provavelmente, não casam com as primeiras amostras do bloco seguinte e então se origina daí o efeito de bloco. Efeito semelhante ocorre quando um sinal misturado analógico (submetido a uma mistura espectral por meio de um *scrambler*) é distorcido por um canal de comunicação.

Nesse caso, o sinal a ser decifrado não é o mesmo gerado no transmissor (pois foi distorcido pelo canal) e como as permutações são as mesmas, ocorrem descontinuidades nos blocos adjacentes. O efeito de bloco é percebido como um ruído periódico audível.

A primeira LT elaborada com o intuito de reduzir os efeitos de bloco foi a LOT (*Lapped Orihogonal Transform*) (Malvar, 1992). A chave para o desenvolvimento da LOT foi a constatação de que os efeitos de bloco são realmente causados pelas descontinuidades nas funções de base das transformadas. Essas descontinuidades não existem quando se observa apenas um bloco, mas elas aparecem quando se percebe que cada bloco e reconstruído como uma combinação ponderada das funções de base. Quando cada uma dessas funções é posicionada no fluxo de saída de amostras, uma descontinuidade surge. Outra idéia levantada é se as funções de base de uma transformada podem ser maiores do que o tamanho do bloco. Assim sendo, as funções de base poderiam ter uma transição mais suave de e para zero nas bordas. Então, se o número de coeficientes da transformada é M , as funções de base teriam mais que M amostras. Apesar disso, cada novo bloco de entrada ainda seria adquirido a cada M amostras, e então as funções de base da LOT seriam projetadas não apenas no bloco atual, mas também nos blocos vizinhos, de ambos os lados.

Alguns procedimentos foram desenvolvidos para o cálculo das funções de base da LOT, dando origem às formas otimizadas. Experimentos com essas LOT demonstraram que os efeitos de bloco foram virtualmente eliminados na codificação por transformada, mas com a desvantagem da inexistência de algoritmos rápidos para elas. Posteriormente alguns desses algoritmos foram propostos, tomando a LOT forte candidata na substituição da DCT.

Posteriormente, ficou claro que a família das LT poderia ser expandida pela remoção de algumas restrições nas suas funções de base. Por exemplo, a simetria par ou ímpar das funções foi retirada, levando ao surgimento da Transformada Modulada com Superposição (*Modulated Lapped Transform, MLT*). A MLT é similar a LOT no sentido de que as funções de base têm comprimentos iguais a $L=2M$, onde M é o número de sub-bandas do banco de filtros equivalente. Nessa condição, os bancos de filtro baseados em cancelamento de *aliasing* no domínio do tempo (TDAC, *time domain aliasing cancellation*) podem proporcionar uma reconstrução perfeita (para uma análise mais detalhada do procedimento de TDAC, consultar Princen, J. P. e Bradley, A. B. em "*Analysis/synthesis filter bank design based on time domain aliasing cancellation*" IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-34, 1996, pp. 1153-1161). A

equivalência e tratamento matemático detalhado dos bancos de filtro em relação às transformadas podem ser encontradas em diversas obras (Malvar, 1992).

As funções de base da MLT são as respostas ao impulso do banco de filtro de síntese correspondente, definidas por:

$$p_{nk} = h(n) \sqrt{\frac{2}{M}} \cos \left[\left(n + \frac{M+1}{2} \right) \left(k + \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{M} \right] \quad (5.9)$$

Para $k=0,1,\dots,M-1$ e $n=0,1,\dots,2M-1$. O fator $\sqrt{2/M}$ foi introduzido para normalizar as funções de base. Um banco de filtros definido como na equação 5.9 tem reconstrução perfeita quando as seguintes condições são satisfeitas pela janela $h(n)$:

$$h(L-1-n) = h(n) \quad (5.10)$$

$$h^2(n) + h^2(n+M) = 1 \quad (5.11)$$

A única janela que satisfaz ao mesmo tempo a normalização polifásica e a reconstrução perfeita é (Malvar, 1992):

$$h(n) = \pm \text{sen} \left[\left(n + \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{2M} \right] \quad (5.12)$$

As funções de base da MLT não têm simetria, ou seja, suas funções de transferência não são de fase linear. Em aplicações de codificação de voz isso não é problema, mas são verificados efeitos de borda em processamento de imagens.

A equivalência espectral está presente na MLT. Esse fato é originado da conexão da LOT com o banco de filtros multitaxa, uma vez que as LT são um caso especial de banco de filtros. Uma LT é um banco de filtros onde as respostas impulsionais dos filtros de síntese são as funções de base da LT, e as respostas impulsionais dos filtros de análise são essas funções de base invertidas no tempo (Malvar, 1992).

Devido à estrutura de modulação da MLT, existe um algoritmo rápido para ela válido para todo M e está descrito detalhadamente em (Malvar, 1992), juntamente com a respectiva implementação na linguagem C. Neste trabalho, foi utilizada a versão do algoritmo que utiliza um *buffer* de memória como argumento para a implementação em MATLAB. Nesse algoritmo é utilizada a DCT do tipo IV, doravante chamada de DCT-IV. Essa transformada foi concebida como uma alternativa para a análise espectral. Ela pode ser obtida por um deslocamento de $\pi/2M$ nas frequências das funções de base da DCT. Devido ao deslocamento, a DCT-IV não é útil para codificação de sinais.

Um algoritmo rápido para o cálculo da DCT-IV baseado na DFT é apresentado em (Malvar, 1992) e foi transcrito em linguagem MATLAB tal como o original. Esse algoritmo está localizado no Apêndice E deste trabalho e implementa as transformadas direta e inversa

5.5 - DESCRIÇÃO DO ALGORITMO EM MATLAB PARA A MLT

No Apêndice E deste trabalho está apresentado um algoritmo rápido para a MLT em MATLAB. Essa implementação é baseada no diagrama de fluxo e programas em C do algoritmo rápido para a MLT (Malvar, 1992), conforme a Figura 5.1, onde $x(n)$ é o sinal no domínio do tempo e $X_k(m)$ representa os coeficientes da transformada.

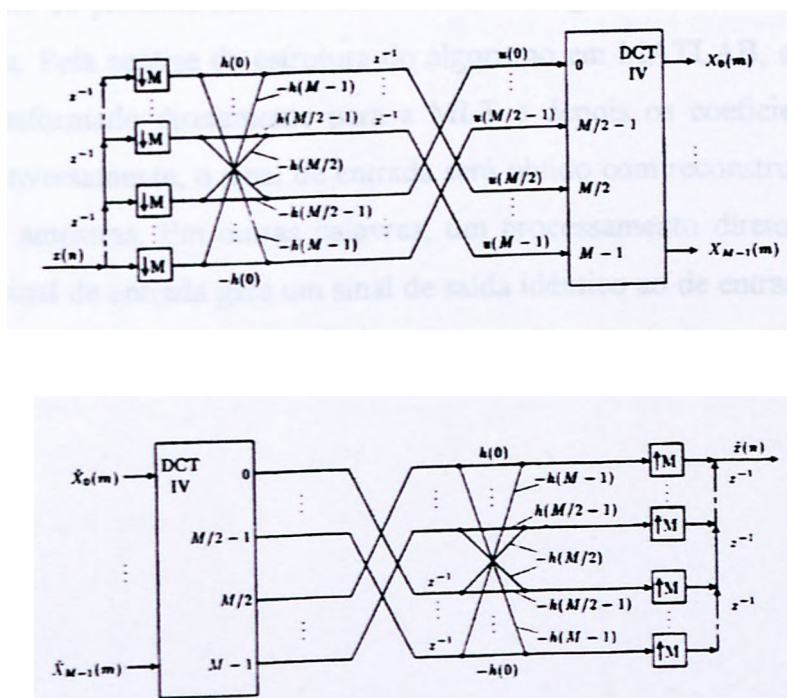


Figura 5.1 - Diagrama de fluxo da MLT. Acima, transformada direta. Abaixo, transformada inversa (Malvar, 1992).

O algoritmo é usado para um tamanho de bloco cujo valor é uma potência de dois. O retardo de z^{-1} existente após as borboletas e as decimações é substituído por um bloco completo, de tamanho M , a ser fornecido e gerado pela algoritmo. Assim, fazendo referência ao Apêndice E, mem é um vetor de condições iniciais e que equivale à memória da transformada, não sendo, pois, necessário um procedimento de *overlap-add* (esse procedimento é a base de outra implementação da MLT, onde os blocos são processados com sobreposição). Os ângulos das borboletas são calculados conforme a equação 5.12 e

totalizam $M/2$ ângulos diferentes. Os pesos para as borboletas são senos e cossenos dos ângulos. O cálculo para a atualização de *mem* utiliza elementos atuais desse mesmo vetor e os ângulos, conforme a Figura 5.1, originando um vetor que deverá ser usado no próximo bloco processado. Ao final, a transformada é calculada por meio da DCT-IV já implementada. O algoritmo da MLT inversa é o mesmo da direta processado ao contrário, inclusive com as mesmas borboletas. Como a DCT-IV apresenta o mesmo algoritmo para as transformadas direta e inversa, a MLT inversa é implementada apenas invertendo a ordem de processamento da MLT direta.

Assim, para a utilização do algoritmo em MATLAB deve-se atribuir inicialmente zero ao vetor *mem* de tamanho M e processar bloco a bloco o sinal de entrada, sem sobreposição. A cada bloco é calculado um novo *mem* que deverá ser usado como entrada no processamento do próximo bloco. Procedimento análogo deve ser feito para o algoritmo da MLT inversa. Pela análise da estrutura do algoritmo em MATLAB, conclui-se que, se um sinal é transformado diretamente para a MLT e depois os coeficientes obtidos são transformados inversamente, o sinal de entrada será obtido com reconstrução perfeita, mas defasado de M amostras. Em outras palavras, um processamento direto seguido por um inverso de um sinal de entrada gera um sinal de saída idêntico ao de entrada defasado de M amostras.

6 - MISTURADORES ESPECTRAIS - *SCRAMBLERS*

6.1 - PRINCÍPIOS E ALGORITMOS UTILIZADOS

Os misturadores espectrais, mais conhecidos como *scramblers*, são equipamentos que visam salvaguardar a informação contida no sinal de voz que é transmitido por um canal de comunicação intrinsecamente inseguro. Os misturadores podem ser puramente espectrais, temporais ou simultaneamente temporais e espectrais. Neste trabalho são considerados apenas os misturadores espectrais, onde a forma de proteger a informação é obtida pela mistura de bandas de frequência do sinal de voz em cada bloco isoladamente, sem que ocorra mistura entre os blocos. Dessa forma, não existem misturas no domínio do tempo, mas somente no domínio da frequência em cada bloco, conforme descrito na Figura 6.1, onde o espectro hipotético pode ser considerado discreto para todos os efeitos.

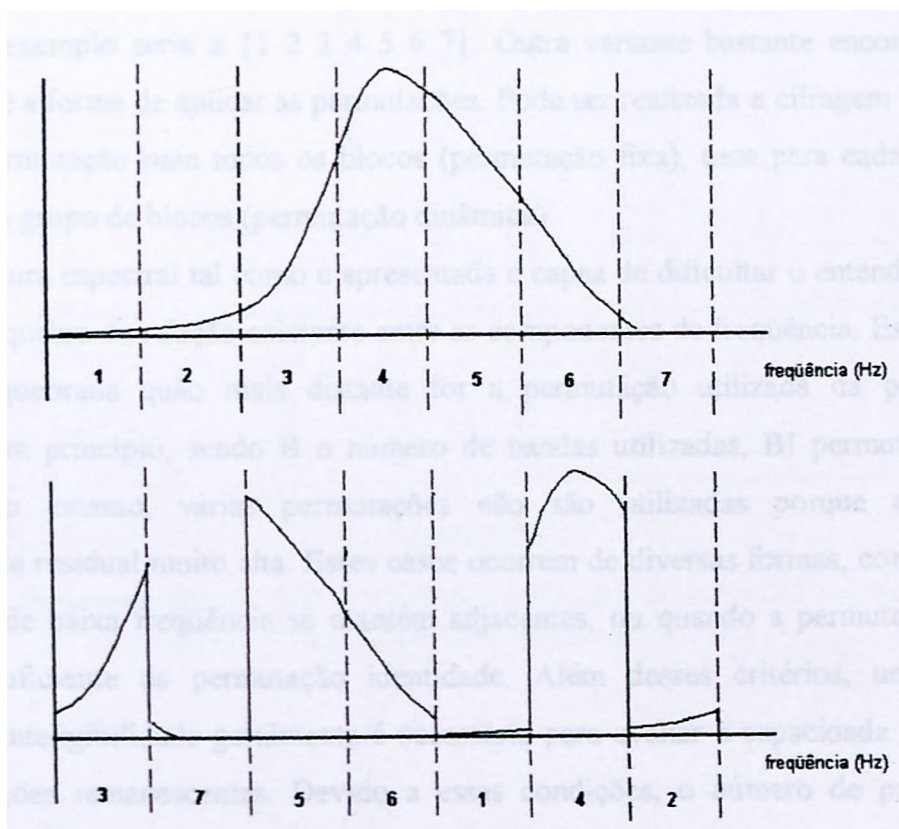


Figura 6.1 - Mistura espectral. Acima, espectro hipotético dividido em sete bandas numeradas. Abaixo, o mesmo espectro misturado com a ordem da mistura indicada pelos números.

As misturas espectrais visam sempre tornar a voz virtualmente ininteligível e para tentar realizar isso existem inúmeras formas de misturar as bandas. O esquema indicado na Figura 6.1 utiliza sete bandas de mesmo tamanho, mas elas podem ter tamanhos diferentes.

Também é possível utilizar mais bandas, dependendo da resolução espectral utilizada. Quanto maior o número de bandas, mais possibilidades de mistura são possíveis e maior é a segurança. Outra possibilidade é considerar uma faixa de passagem para o canal, fora da qual o sinal não é transmitido. Um exemplo disso é o canal telefônico, onde a atenuação é alta abaixo de 300 Hz e acima de 3300 Hz em média. Dessa forma, as bandas de frequência que não são transmitidas pelo canal não podem fazer parte da mistura, pois as bandas que ocupassem seus lugares seriam eliminadas, distorcendo irremediavelmente o sinal decifrado. Portanto, outra forma de misturar o sinal é desconsiderar as bandas fora da faixa de passagem do canal, não as incluindo na mistura e anulando as mesmas.

A mistura espectral utilizada, como uma forma de embaralhamento das bandas, define o que se chama de permutação. Assim, permutação é a forma como as bandas foram misturadas e devem ser reorganizadas na decifragem. Na Figura 6.1, por exemplo, a permutação mostrada é a $\{3\ 7\ 5\ 6\ 1\ 4\ 2\}$. Permutação identidade é aquela que não mistura o sinal e no exemplo seria a $\{1\ 2\ 3\ 4\ 5\ 6\ 7\}$. Outra variante bastante encontrada nos misturadores é a forma de aplicar as permutações. Pode ser realizada a cifragem utilizando uma única permutação para todos os blocos (permutação fixa), uma para cada bloco ou uma para cada grupo de blocos (permutação dinâmica).

A mistura espectral tal como é apresentada é capaz de dificultar o entendimento da voz devido à quebra da relação existente entre as componentes de frequência. Essa relação é tão mais quebrada quanto mais distante for a permutação utilizada da permutação identidade. Em princípio, sendo B o número de bandas utilizadas, $B!$ permutações são possíveis. No entanto, várias permutações não são utilizadas porque mantêm a inteligibilidade residual muito alta. Esses casos ocorrem de diversas formas, como quando duas bandas de baixa frequência se mantêm adjacentes, ou quando a permutação não é distante o suficiente da permutação identidade. Além desses critérios, uma análise subjetiva de inteligibilidade geralmente é necessária para avaliar a capacidade de mistura das permutações remanescentes. Devido a essas condições, o número de permutações utilizáveis é pequeno, sendo sempre necessário utilizar o número maior possível de bandas para não comprometer a segurança quando se utilizam permutações dinâmicas. Dessa forma, a seleção das permutações adequadas se revela uma tarefa não trivial e está fora do escopo deste trabalho, sendo uma matéria tratada em obras sobre criptografia, assim como os algoritmos de geração da sequência pseudo-aleatória das permutações dinâmicas no tempo.

6.2 - PERMUTAÇÕES FIXAS E DINÂMICAS

Para realizar a cifragem utilizando um misturador espectral, é possível utilizar dois esquemas básicos: permutações fixas ou permutações dinâmicas no tempo. O esquema de permutação fixa é o mais inseguro, pois a troca espectral é única durante todo o trecho cifrado. Para visualizar esse esquema, considere-se uma senóide de frequência 1 kHz com seu espectrograma consistindo em uma linha reta nessa frequência conforme a Figura 6.2 a seguir.

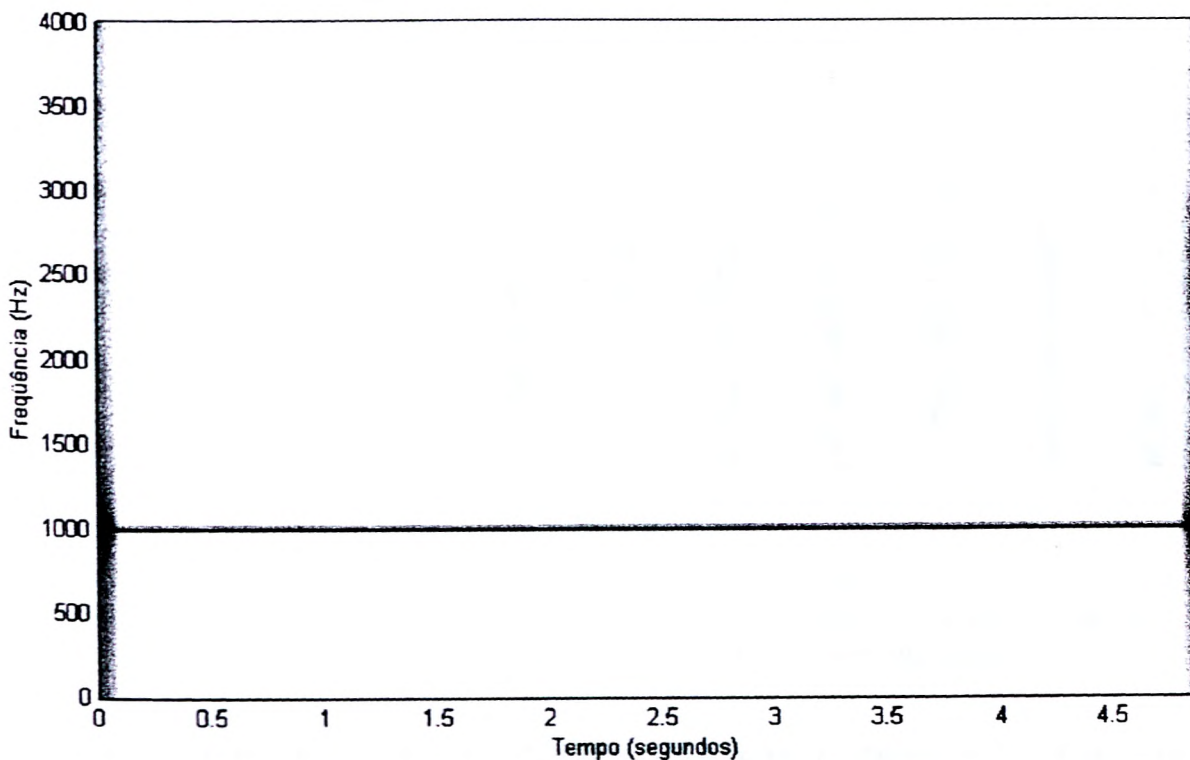


Figura 6.2 - Espectrograma de uma senóide de 1 kHz com duração de 5 segundos (eixo horizontal em segundos, eixo vertical em Hertz).

Se essa senóide for submetida a uma permutação fixa, outra senóide é originada, porém com outra frequência determinada pela permutação e o espectrograma do sinal cifrado é uma linha reta nessa frequência. Sendo essa forma de cifragem muito simples, o nível de segurança obtido é muito baixo, uma vez que somente é necessário descobrir uma única permutação para decifrar toda a mensagem.

Já no esquema de permutações dinâmicas o nível de segurança é maior, pois a permutação não é a mesma para os blocos adjacentes e a seqüência das permutações usadas no tempo é aleatória. Por exemplo, é possível atribuir uma permutação diferente para cada bloco ou a mesma permutação para um conjunto de blocos. Assim, a permutação pode ser

trocada de 1 em 1 bloco, 2 em 2 e assim por diante. Como exemplo, considere-se novamente uma senóide de 1 kHz. Cifrando esse sinal com um misturador de permutações dinâmicas com DFT, surge o espectrograma da Figura 6.3, onde o tamanho dos blocos processados é de 256 amostras e as permutações são trocadas a cada 15 blocos.

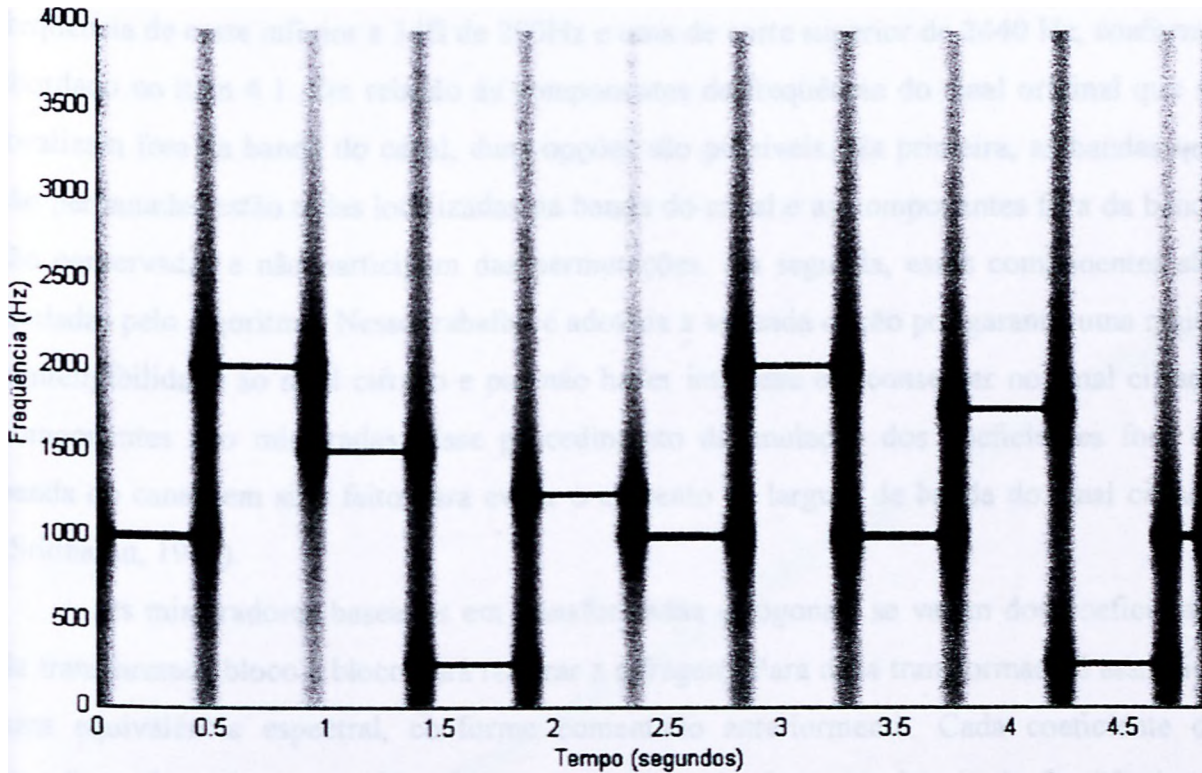


Figura 6.3 - Espectrograma de uma senóide de 1 kHz misturada utilizando a DFT com permutações dinâmicas trocadas a cada 15 blocos (ou 480 ms). Cada bloco tem 256 amostras (eixo horizontal em segundos, eixo vertical em Hertz).

Se a frequência da troca de permutações aumenta, a segurança aumenta, sendo máxima quando as permutações são trocadas a cada bloco. A determinação do número e das permutações disponíveis e a sequência em que elas são trocadas forma o núcleo criptográfico de qualquer misturador. O algoritmo gerador da sequência de troca das permutações utiliza princípios de criptografia, com a presença de chaves e outros recursos. Neste trabalho não são feitas considerações sobre os algoritmos criptográficos de geração de sequência de permutações e são apenas consideradas nas simulações misturadores com permutações dinâmicas.

6.3 - BANDA DO CANAL E BANDA DE PERMUTAÇÃO

Um misturador espectral deve promover o embaralhamento das bandas de frequência de tamanho determinado dentro da banda útil do canal. Assumindo que as

bandas têm o mesmo tamanho, denomina-se banda de permutação o tamanho dessas bandas em hertz. A banda do canal é um valor dependente de vários fatores e possui uma tolerância considerável. Em se tratando de mistura espectral, é suficiente considerar os valores máximos e mínimos das frequências de corte inferior e superior, respectivamente, do canal de comunicação. Para o canal rádio, por exemplo, é válido considerar uma frequência de corte inferior a 3dB de 200Hz e uma de corte superior de 2440 Hz, conforme abordado no item 4.1. Em relação às componentes de frequência do sinal original que se localizam fora da banda do canal, duas opções são possíveis. Na primeira, as bandas que são permutadas estão todas localizadas na banda do canal e as componentes fora da banda são conservadas e não participam das permutações. Na segunda, essas componentes são anuladas pelo algoritmo. Nesse trabalho é adotada a segunda opção por garantir uma maior inteligibilidade ao sinal cifrado e por não haver interesse em conservar no sinal cifrado componentes não misturadas. Esse procedimento de anulação dos coeficientes fora da banda do canal tem sido feito para evitar o aumento da largura de banda do sinal cifrado (Sridharan, 1990).

Os misturadores baseados em transformadas ortogonais se valem dos coeficientes da transformada bloco a bloco para realizar a cifragem. Para cada transformada é assumida uma equivalência espectral, conforme comentado anteriormente. Cada coeficiente da transformada pode ser considerado como correspondendo a uma banda de frequência de modo que, reunindo dois ou mais coeficientes adjacentes, a banda aumenta. Um coeficiente, portanto, corresponde a uma dada banda de permutação. Dois adjacentes, quando permutados como se fossem um único, correspondem ao dobro da banda inicial. Reunindo um número desejado de coeficientes, agrupando-os, é possível variar a banda de permutação. Essa abordagem é útil para o projeto de misturadores, pois o tamanho da banda de permutação está associado à intensidade de distorção que o sinal decifrado apresenta. Verifica-se que, quanto menor a banda de permutação, maior é a distorção no sinal decifrado, sendo máxima quando todos os coeficientes são misturados (não agrupados). Assim, se o tamanho do quadro diminuir, a largura de banda atribuída aos coeficientes aumenta (diminui a resolução em frequência) e a distorção diminui. Por outro lado, diminuindo muito o tamanho do quadro processado, ocorre um aumento dos efeitos de bloco quando os efeitos do canal são incluídos. Um meio termo aceito na literatura é um bloco com 256 amostras, tamanho utilizado neste trabalho (Sridharan, 1990).

Para a DFT pode ser assumida uma equivalência espectral precisa, onde a banda de permutação é um múltiplo do número de coeficientes agrupados. Uma relação idêntica não

pode ser atribuída à MLT nem à DCT, embora o mesmo princípio de agrupar os coeficientes possa ser usado, assim como anular os coeficientes fora da banda do canal. Na verdade, uma outra abordagem pode ser usada para a DCT, a ser explicada no item 6.4 adiante. Para a MLT, é aplicado neste trabalho o mesmo esquema de mistura da DFT, destacando que, nesse caso, o espectro assumido em correspondência com todo o quadro analisado se estende de 0 até 4 kHz (ao contrário da DFT, que se estende de 0 a 4 kHz ao longo da metade dos coeficientes, conforme a sua propriedade de simetria).

Para ilustrar o uso da banda de permutação, seja o sinal de varredura que varia sua frequência linearmente entre 0 e 4 kHz em 5 segundos, conforme a Figura 6.4.

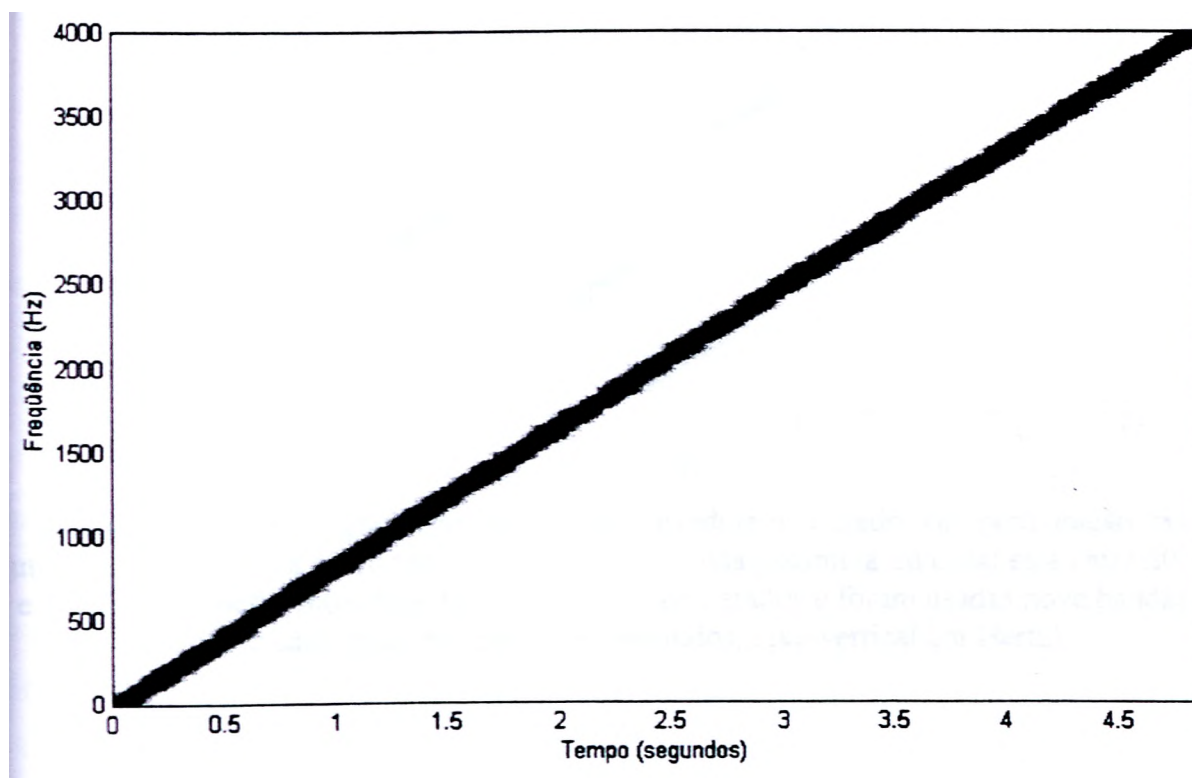


Figura 6.4 - Espectrograma de um sinal de varredura de 0 a 4 kHz com 5 segundos de duração (eixo horizontal em segundos, eixo vertical em Hertz).

Aplicando esse sinal de varredura a um misturador que opera com permutação fixa, com uma banda do canal entre 200Hz e 2440Hz, e sendo o tamanho do quadro de 256 amostras e a transformada usada a DFT, segue que os coeficientes da DFT que estão dentro da banda do canal podem ser agrupados de 8 em 8, perfazendo 9 bandas de 250Hz cada. Nesse primeiro exemplo, ilustrado no espectrograma da Figura 6.5, os coeficientes fora da banda do canal não foram anulados, o que ocasiona a ausência de mistura enquanto o sinal de varredura assume esses valores de frequência. No entanto, quando o sinal de varredura

entra na banda do canal, ocorrem as trocas dentro das bandas de 250Hz. Pode-se verificar que as projeções no eixo vertical dos segmentos inclinados do espectrograma retirados das suas posições originais valem justamente 250Hz, uma vez que as permutações são fixas. Já na Figura 6.6 os coeficientes fora da banda do canal foram anulados.

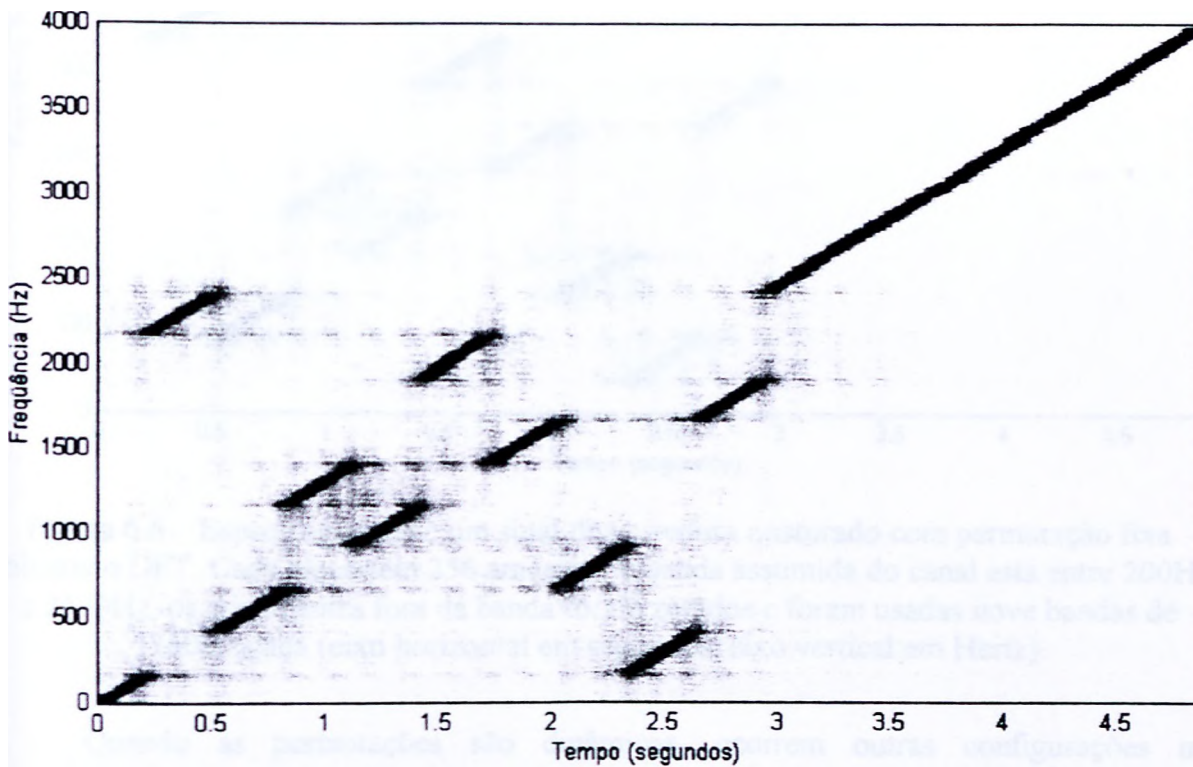


Figura 6.5 - Espectrograma de um sinal de varredura misturado com permutação fixa utilizando DFT. Cada bloco tem 256 amostras, a banda assumida do canal está entre 200Hz e 2440Hz, os coeficientes fora da banda não foram zerados e foram usadas nove bandas de 250Hz cada (eixo horizontal em segundos, eixo vertical em Hertz).

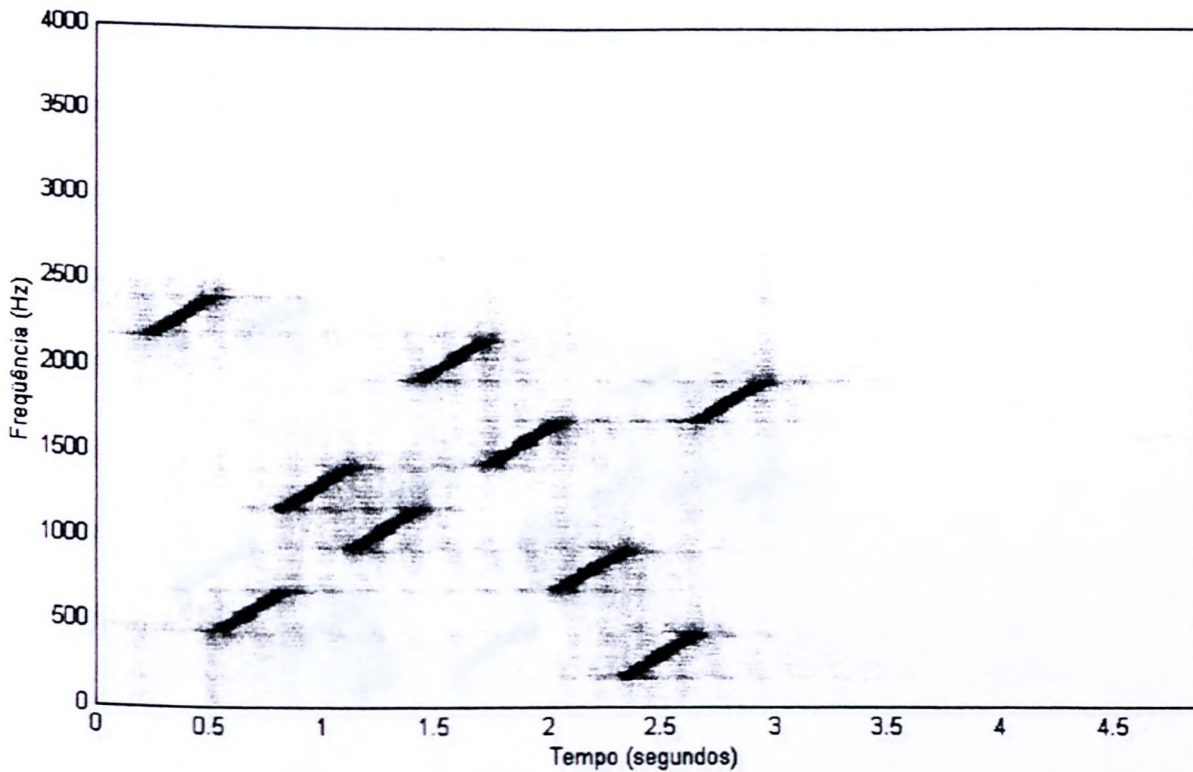


Figura 6 6 - Espectrograma de um sinal de varredura misturado com permutação fixa utilizando DFT. Cada bloco tem 256 amostras, a banda assumida do canal está entre 200Hz e 2440Hz, os coeficientes fora da banda foram zerados e foram usadas nove bandas de 250Hz cada (eixo horizontal em segundos, eixo vertical em Hertz).

Quando as permutações são dinâmicas, ocorrem outras configurações no espectrograma. Como o sinal de varredura assume valores de frequência crescentes e as permutações variam no tempo, o embaralhamento e a recomposição do sinal original se tornam mais complexos. No espectrograma da Figura 6.7, onde as permutações são trocadas a cada 10 quadros (ou 320 ms) e os coeficientes fora da banda são anulados, é observado um maior grau de mistura. Notar que o intervalo de troca de permutação pode ser atribuído a menor projeção horizontal dos traços diagonais, já que pode haver coincidência de modo a permitir um deslocamento maior dos traços. Ao observar esse último espectrograma, é possível afirmar que o sinal original é simples e com frequência crescente, mas pouco se pode afirmar, sem o conhecimento das permutações, sobre a frequência inicial, a final e se há descontinuidades no espectrograma do mesmo.

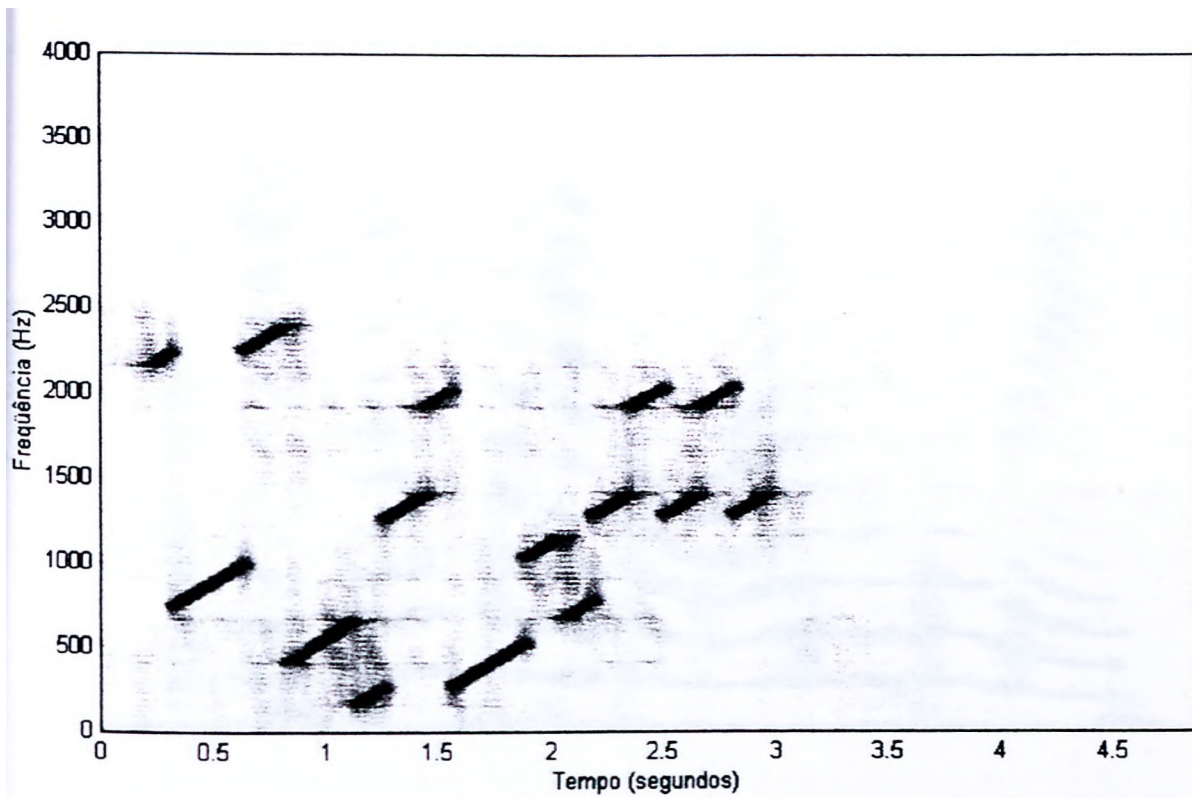


Figura 6.7 - Espectrograma de um sinal de varredura misturado com permutações dinâmicas trocadas a cada 10 blocos (320 ms) utilizando DFT. Cada bloco tem 256 amostras, a banda assumida do canal está entre 200Hz e 2440Hz, os coeficientes fora da banda foram zerados e foram usadas nove bandas de 250Hz cada (eixo horizontal em segundos, eixo vertical em Hertz).

Quando o sinal a ser misturado é mais complexo, como o sinal de voz, o embaralhamento proporcionado dificulta ainda mais a recomposição do sinal. O sinal de voz original, tal como mostrado na Figura 6.8, apresenta intervalos de periodicidade (sons sonoros) e de aperiodicidade (sons surdos), apresentando maior energia na faixa de 200Hz a 3000 Hz. Aplicando a esse sinal um misturador baseado em DFT, com permutações dinâmicas trocadas quadro a quadro (32ms) e anulando os coeficientes fora da banda do canal, obtém-se o sinal cifrado da Figura 6.9, onde se observa a quebra da relação entre as componentes espectrais e conseqüente perda subjetiva da inteligibilidade. Observe-se que, pelo fato de a mistura empregada como exemplo ser apenas espectral, as regiões de silêncio e de sons surdos são prontamente reconhecidas, o que provoca a falta de quebra da prosódia da voz. Essa é uma das limitações dos misturadores espectrais que não permitem seu uso em aplicações estratégicas. No entanto, a utilização de permutações dinâmicas trocadas no menor intervalo de tempo possível aumenta a segurança obtida, permitindo o tradicional uso dos misturadores em aplicações táticas.

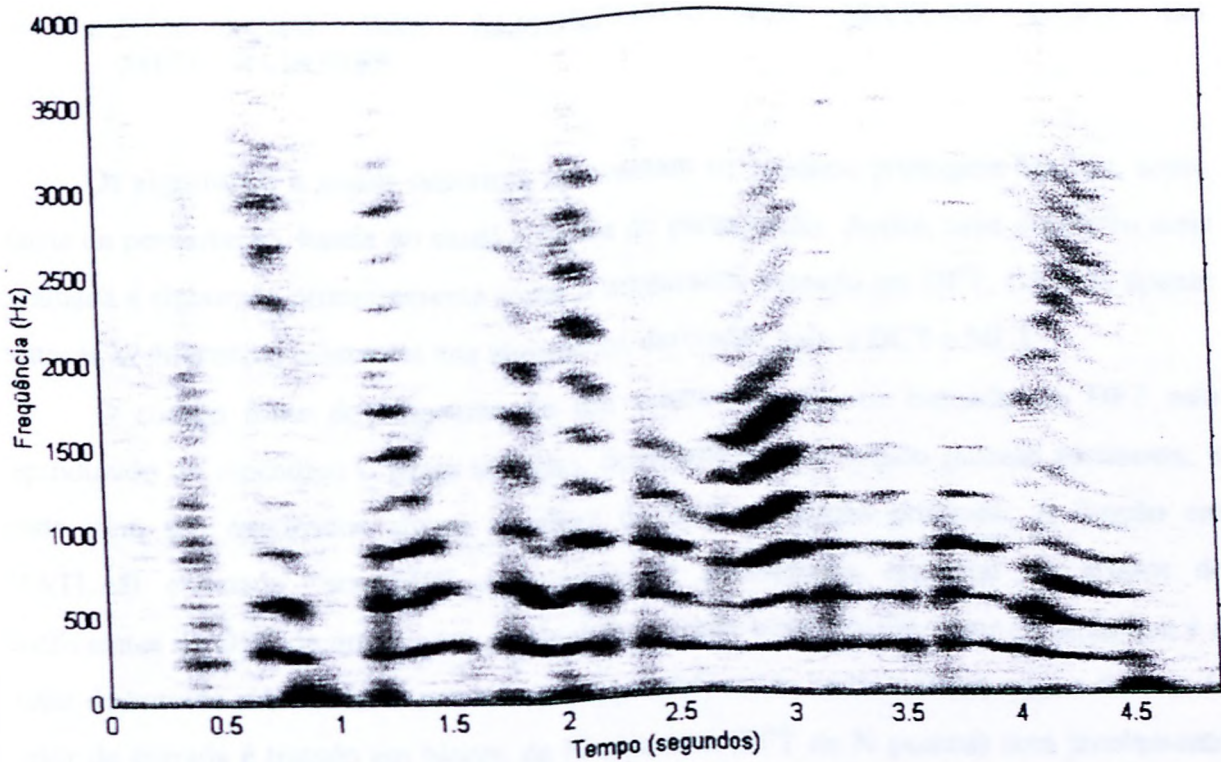


Figura 6.8 - Espectrograma de sinal de voz, locutor feminino, da seguinte frase: “A questão foi retomada no congresso ” (eixo horizontal em segundos, eixo vertical em Hertz).

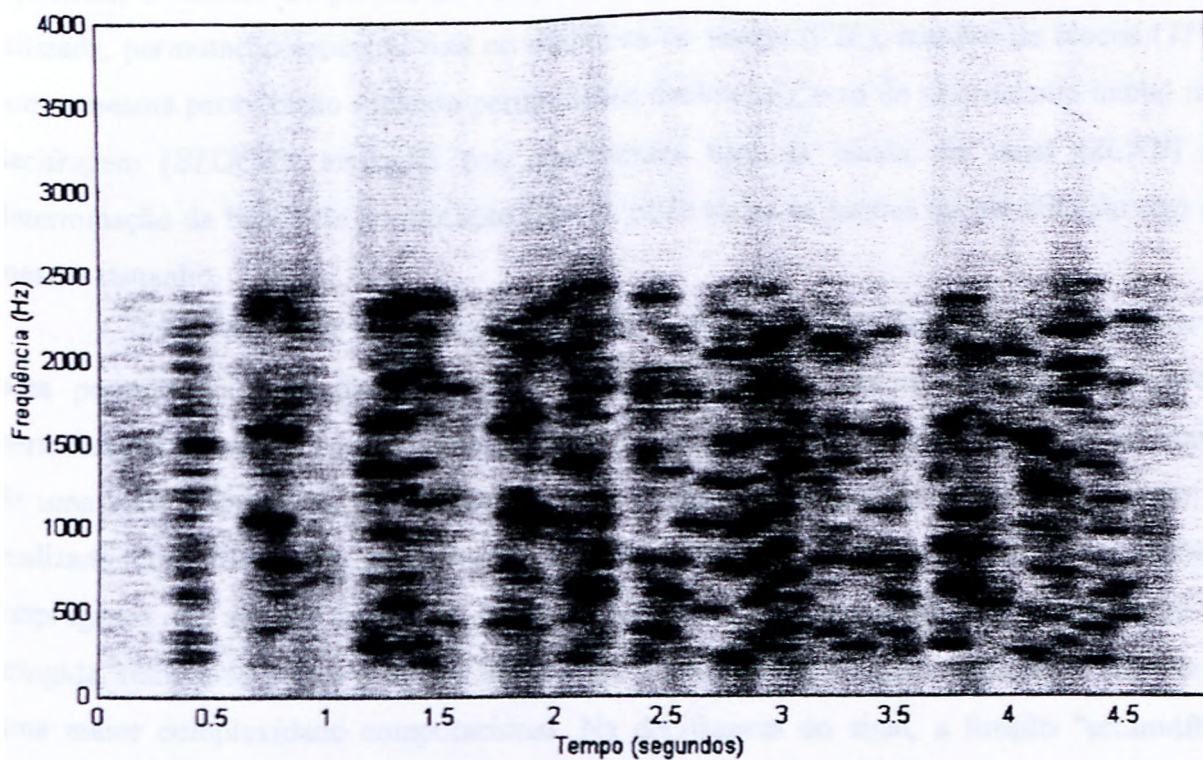


Figura 6.9 - Espectrograma de sinal de voz misturado, locutor feminino, bloco de 256 amostras, utilizando DFT, permutações dinâmicas trocadas a cada quadro (32 ms), banda do canal de 200-2440 Hz. igualando a zero os coeficientes fora da banda do canal. Frase. “A questão foi retomada no congresso ” (eixo horizontal em segundos, eixo vertical em Hertz).

6.4 - DESCRIÇÃO DOS ALGORITMOS EM MATLAB PARA OS MISTURADORES

Os algoritmos a seguir descritos apresentam os mesmos princípios básicos, como matriz de permutação, banda do canal e banda de permutação. Assim, uma descrição mais detalhada é elaborada primeiramente sobre o misturador baseado em DFT, cabendo apenas destacar as diferenças existentes nos algoritmos derivados para a DCT e MLT.

O código fonte do algoritmo de um misturador de voz baseado em DFT está reproduzido no Apêndice C deste trabalho, devidamente comentado quando pertinente, e neste item são explicados alguns detalhes da implementação proposta. A função em MATLAB chamada “scramdff” é baseada na permutação espectral de grupos de coeficientes da DFT de um quadro do sinal de entrada e retorna um vetor de saída que é o vetor de entrada submetido a uma mistura espectral, sendo os dois sinais reais e de voz. O vetor de entrada é tratado em blocos de N amostras (FFT de N pontos) com janelamento retangular e existem diversas opções para a simulação, dentre elas: a escolha da faixa útil de frequências do canal (f_{inf} e f_{sup}) dentro da qual são realizadas as permutações espectrais, o número de pontos da FFT, cifragem ou decifragem, matriz de permutações utilizada, permutação espectral fixa ou dinâmica no tempo (CIF), número de blocos (TP) com a mesma permutação (quando permutações dinâmicas), erro de sincronismo inicial na decifragem ($BLOCK$), anulação dos coeficientes fora da banda do canal ($ZCFB$) e determinação da banda de permutação ($Bper$), onde todas as bandas de permutação têm o mesmo tamanho.

A matriz per deve ter em cada linha um conjunto de inteiros que correspondem a uma permutação das colunas de um vetor inicialmente ordenado. Podem-se obter permutações aleatórias com o comando MATLAB $randperm$. A matriz per deve ter mais de uma linha quando são usadas permutações dinâmicas no tempo, ou seja, a cifragem é realizada com diferentes permutações a cada conjunto de blocos e as permutações empregadas são sempre as linhas da matriz per , de modo que quando a última linha é atingida, retoma-se para a primeira linha. Esse método oferece maior segurança, mas com uma maior complexidade computacional. Na decifragem do sinal, a função “scramdff” também é usada. O misturador empregado não introduz distorção no sinal original se os coeficientes fora da banda não são anulados, estando caracterizada uma reconstrução perfeita.

O efeito de erro de sincronismo inicial na decifragem também foi implementado,

pois ocorre com certa frequência, dependendo da condição instantânea do canal e do algoritmo utilizado. Esse erro é ocasionado por falhas na decisão do algoritmo de sincronismo no receptor, ou seja, o receptor pode começar a decifragem não exatamente na mesma amostra em que o transmissor começou a cifragem. Portanto, esse efeito é simulado simplesmente por um atraso de um número qualquer de amostras no sinal de entrada a ser decifrado. Cada condição do sistema apresenta degradação mais ou menos intensa no sinal de voz decifrado para um certo número de amostras erradas, havendo um limite além do qual o sinal se torna ininteligível. A escolha da banda de permutação está baseada no parâmetro B_{per} que corresponde ao tamanho da banda de permutação normalizado com a frequência de amostragem, ou também à razão entre o número de coeficientes agrupados pelo tamanho do quadro. Nessas condições, as bandas têm o mesmo tamanho.

Analisando o algoritmo em MATLAB do misturador com DFT mais detalhadamente, merecem maiores explicações as seguintes linhas de comando:

```
tamanhoM=indicesup-indiceinf+1;
```

```
M=zeros(tamanhoM, tamanhoM);
```

⇒ A matriz M é uma matriz quadrada de dimensão $tamanhoM$ igual à quantidade de coeficientes DFT que estão na banda do canal. A matriz M é chamada de matriz de permutação e sua multiplicação pelo vetor coluna ordenado de coeficientes DFT resulta num vetor coluna misturado conforme a permutação per . Por exemplo, para a permutação $\{3\ 4\ 1\ 2\}$ de coeficientes um a um, a

matriz M vale

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

```
if Bper~=0
  n=Bper*N;
  if FIX=='FIX'
    for i=1:tamanhoM/n
      for k=1:n
        M(k+n*(i-1),(per(i)-1)*n+k)=1;
      end
    end
  else
```

Se a banda de permutação B_{per} for não nula, os coeficientes DFT são agrupados em grupos de n . Nesse caso, a matriz de permutação M assume outra configuração para permitir não a troca de todos os coeficientes, e sim a troca de grupos deles. Como a permutação per agora tem a dimensão $tamanhoM/n$, que

coincide com a quantidade de agrupamentos, M pode ser construída ainda com o tamanho $tamanhoM$, mas dividida em $tamanhoM/n$ regiões de igual dimensão. Dessa forma, cada região corresponde a uma ordem da permutação per que deve ser igualada à matriz identidade. Como exemplo, considere-se que $tamanhoM$ vale 6 coeficientes, que devem ser permutados de 2 em 2, resultando em 3 bandas. Se per vale $\{3\ 1\ 2\}$, a matriz M que multiplica o vetor coluna de

coeficientes DFT deve ter a seguinte configuração:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

if CiF=='DEC'

M=M';

=> Na decifragem, a matriz de permutação M deve ser a inversa da utilizada na cifragem. Como as permutações são as mesmas, basta inverter essa matriz. A inversão pode ser implementada como uma transposição, pois a matriz M , como é definida, é ortogonal.

for i=l:floor(size(entrada, 2)/N) %Laço para os quadros

buffer=entrada(N*(i-1)+1:N*i);

coefDFT=fft(buffer, N);

coefDFT=[coefDFT coefDFT(l)];

coefscrambl=M*coefDFT(indiceinf:indexsup)';

coefscramb2 =M*coefDFT(N+2-indexinf:-l:N/2+2+N/2-indexsup)';

=> Cada quadro é misturado isoladamente, sem sobreposição. Como o número de amostras do quadro é par (N assumido vale 256) e é necessário estabelecer um ponto central onde não há inversão, o primeiro coeficiente DFT é repetido ao final do quadro. Essa repetição proporciona a simetria necessária para o espectro DFT e não acarreta erros na operação, pois ao final a DFT inversa é aplicada com N pontos, havendo o descarte desse último coeficiente acrescentado. Como o espectro da DFT apresenta simetria no ponto médio, os coeficientes são misturados de forma simétrica em duas operações.

if FIX=='DIN'

k=k+l;

if k>TP

k=l;

M=zeros(tamanhoM, tamanhoM);

if Bper~=0

for r=l: tamanhoM/n

```

    for s=l:n
        M(s+n*(r-l), (per(p,r)-l)*n+s)=l;
    end
end
else

```

=> Quando as permutações são dinâmicas, a matriz M deve ser recalculada a cada conjunto TP de quadros e quando for utilizada a última linha da matriz per , retoma-se para a primeira.

```

saida(N*(i-l) + l:N*i) =real(iffi(coefscramb,N));

```

=> Para montar o espectro DFT, os coeficientes misturados devem ser montados na seqüência correta dentro do quadro, anulando ou não aqueles fora da banda e posicionando os processados. Ao final, o quadro é transformado para o domínio do tempo pelo comando *iffi*, originando o vetor de saída.

O código fonte do algoritmo de um misturador de voz baseado na MLT está reproduzido no Apêndice F deste trabalho, devidamente comentado quando pertinente. A função em MATLAB chamada “scrammlt” é baseada na permutação de grupos de coeficientes da MLT. Sua configuração é semelhante à do algoritmo do misturador com DFT comentado anteriormente, sendo introduzidas algumas adaptações. Conforme definido anteriormente, a assunção de equivalência espectral para a MLT é considerada neste algoritmo, onde os coeficientes da MLT correspondem às frequências de 0 a 4 kHz (para a frequência de amostragem de 8 kHz). Logo, no algoritmo do misturador, ocorre uma duplicação do número de coeficientes dentro da banda do canal e do tamanho da matriz de permutação M em relação ao misturador com DFT. Em relação à montagem e aplicação dessa matriz, os procedimentos são análogos aos descritos para a DFT.

Como a MLT envolve o armazenamento de memória em sua estrutura, conforme exposto no item 5.5, os vetores *memória_direta* e *memória_inversa* foram acrescentados para permitir a utilização do algoritmo em MATLAB da MLT. Como o espectro da MLT não apresenta simetria similar àquela da DFT, a organização e mistura dos coeficientes se toma mais simples, assim como a geração do vetor de saída.

O código fonte do algoritmo de um misturador de voz baseado na DCT ou DST está reproduzido no Apêndice D deste trabalho, devidamente comentado quando pertinente. A função em MATLAB chamada “scramdctst” é baseada na permutação de grupos de coeficientes da DCT ou DST. Sua configuração é semelhante à do algoritmo do misturador com DFT comentado anteriormente, sendo introduzidas algumas adaptações. É

possível escolher dentre as transformadas DCT-II, DCT-IV e DST-II. Conforme definido anteriormente, a assunção de equivalência espectral para a DCT e DST é considerada nesse algoritmo, onde os coeficientes originados da transformada correspondem às frequências de 0 a 4 kHz (para a frequência de amostragem de 8 kHz). Logo, no algoritmo do misturador, ocorre uma duplicação do número de coeficientes dentro da banda do canal e do tamanho da matriz de permutação M em relação ao misturador com DFT. Sendo $N=256$, apenas alguns dentre os 256 coeficientes originados da transformada são permutados, sendo assumido que, para uma banda de canal hipotética entre 300Hz e 3400Hz, apenas os coeficientes de 20 a 216 participam da mistura. Os outros fora desse intervalo podem ser levados a zero para aumentar a ininteligibilidade.

Em relação à montagem e aplicação da matriz de permutação, os procedimentos são análogos aos da DFT, mas o misturador para a DCT ou DST apresenta uma diferença significativa no seu projeto. Quando os coeficientes fora da banda do canal são anulados, é verificado um aumento acentuado da distorção quando da decifragem, mesmo sem a presença dos efeitos do canal. A principal razão disso é que coeficientes significativos da transformada DCT (ou DST) que contribuem para a energia espectral na faixa de mais baixa frequência (de 0Hz até a frequência de corte inferior do canal) é que são anulados. Tais coeficientes comportam maior conteúdo espectral devido às propriedades de compactação de energia da DCT. Uma modificação no algoritmo foi introduzida, onde os coeficientes na faixa de baixa frequência são colocados no lugar dos últimos coeficientes da banda útil do canal, os quais apresentam valores desprezíveis se comparados aos primeiros. Por exemplo, se 20 coeficientes estão entre 0Hz e a frequência de corte inferior do canal, então esses são posicionados no lugar dos 20 últimos coeficientes dentro da banda do canal. Dessa forma, antes da mistura, os coeficientes de baixa frequência são trocados de posição e aqueles realmente desprezados são os coeficientes de valores pequenos. No processo de decifragem, os coeficientes são reordenados, os coeficientes de baixa frequência são colocados na sua posição original e as últimas posições da banda do canal são anuladas. Esse procedimento já foi utilizado no projeto de misturadores baseados na DCT (Dawson, 1991). As linhas de comando a seguir, extraídas do código do misturador, realizam o posicionamento dos coeficientes de baixa frequência no final da banda útil do canal na cifragem:

```
ifZCFB=='S' & CIF== 'CIF'  
    coefs(indicesup-indiceinf+2:indicesup)=coefs(1:indiceinf-1);  
end
```

Já as linhas a seguir trazem os coeficientes de baixa frequência para sua posição original e anulam os últimos coeficientes na banda do canal na decifragem:

```
ifZCFB=='S' & CIF== 'DEC'  
coefs(l:indiceinf-1)=coefscramb(indicesup-2*indiceinf+3:indicesup-indiceinf+1);  
coefscramb(indicesup-2*indiceinf+ 3: indicesup-indiceinf+1) =zeros(l, indiceinf-1);  
end
```

Ressalte-se que o procedimento anteriormente descrito não introduz modificações que tomem proibitiva a comparação do desempenho da DCT com as outras transformadas, uma vez que ele somente se aplica a essa transformada. Não há motivo para introduzir procedimento análogo nos misturadores com DFT e MLT, uma vez que essas transformadas não apresentam propriedades de compactação como as verificadas na DCT e haveria degradação adicional no sinal decifrado. Se ocorre aumento de desempenho por esse motivo com a DCT, tal fato deve-se à transformada em si e não ao algoritmo de mistura. Assim, nas simulações deste trabalho os misturadores para a DFT, MLT, DCT e DST são considerados equivalentes para todos os efeitos.

Como ilustração das distorções envolvidas no processo de cifragem, transmissão pelo canal rádio móvel e decifragem, considere-se o sinal original, sem distorção, amostrado a 8 kHz de um trecho sonoro correspondente à vogal “a”, conforme a Figura 6.10.

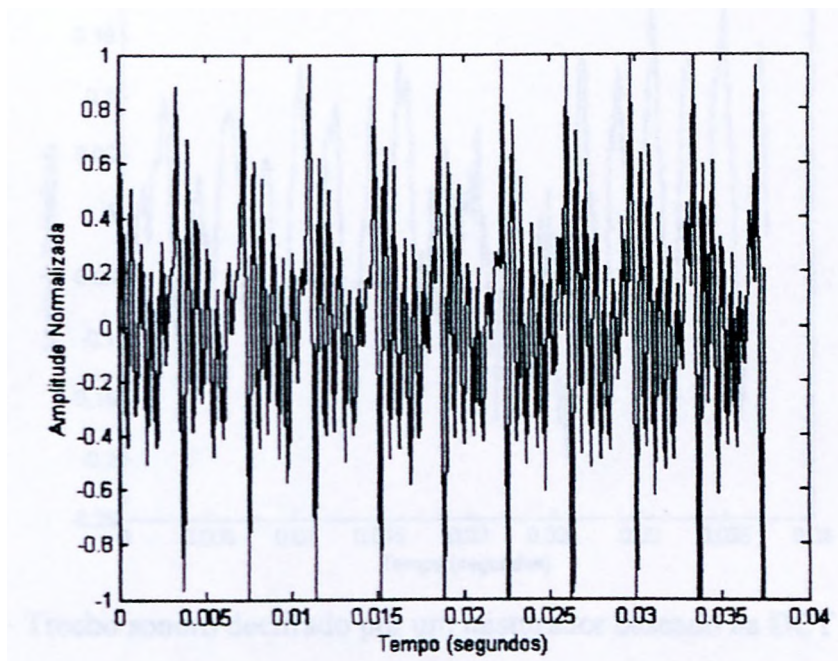


Figura 6.10 - Trecho sonoro original amostrado a 8 kHz.

O mesmo trecho, quando cifrado por um misturador baseado na DCT, conforme o algoritmo abordado neste item, misturado em nove bandas de 250 Hz cada, com permutações dinâmicas trocadas a cada quadro, submetido às distorções do canal HF, apresenta-se como visto na Figura 6.11.

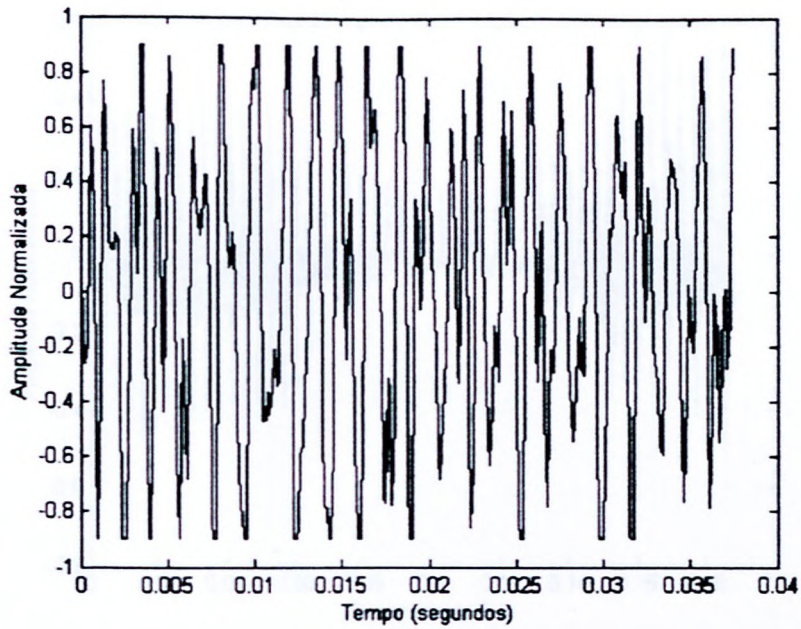


Figura 6.11 - Trecho sonoro cifrado por um misturador baseado na DCT e submetido ao canal HF.

Se o mesmo trecho for decifrado, observa-se a forma de onda da Figura 6.12.

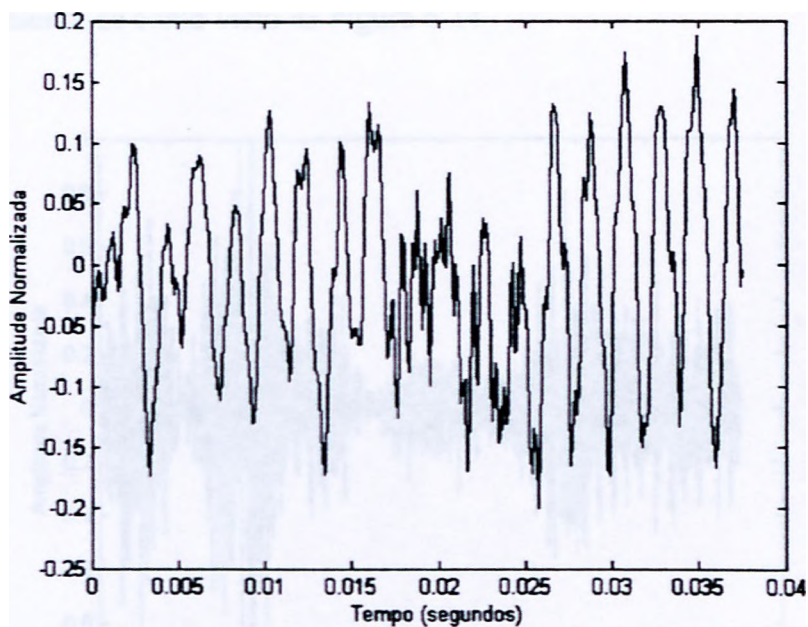


Figura 6.12 - Trecho sonoro decifrado por um misturador baseado na DCT e submetido ao canal HF.

Ainda como ilustração, considere-se o sinal original, sem distorção, amostrado a 8 kHz, correspondente a dois trechos sonoros separados por um som oclusivo nasal vozeado, como na Figura 6.13.

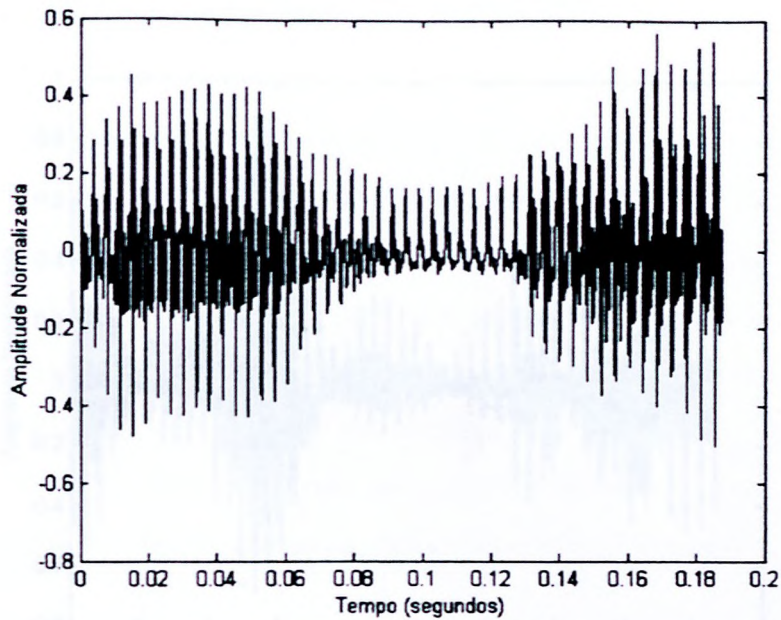


Figura 6.13 — Trecho original amostrado a 8 kHz.

O mesmo trecho, quando cifrado por um misturador baseado na DFT, conforme o algoritmo abordado neste item, misturado em nove bandas de 250 Hz cada, com permutações dinâmicas trocadas a cada quadro, submetido às distorções do canal VHF/UHF, apresenta-se como visto na Figura 6.14.

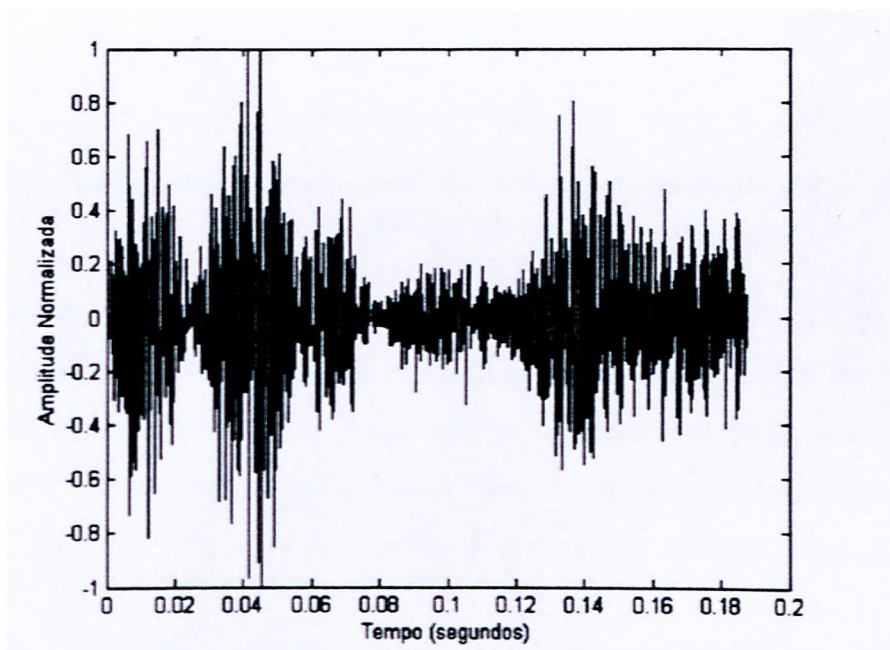


Figura 6.14 - Trecho cifrado por um misturador baseado na DFT e submetido ao canal VHF/UHF.

Se o mesmo trecho for decifrado, observa-se a forma de onda da Figura 6.15

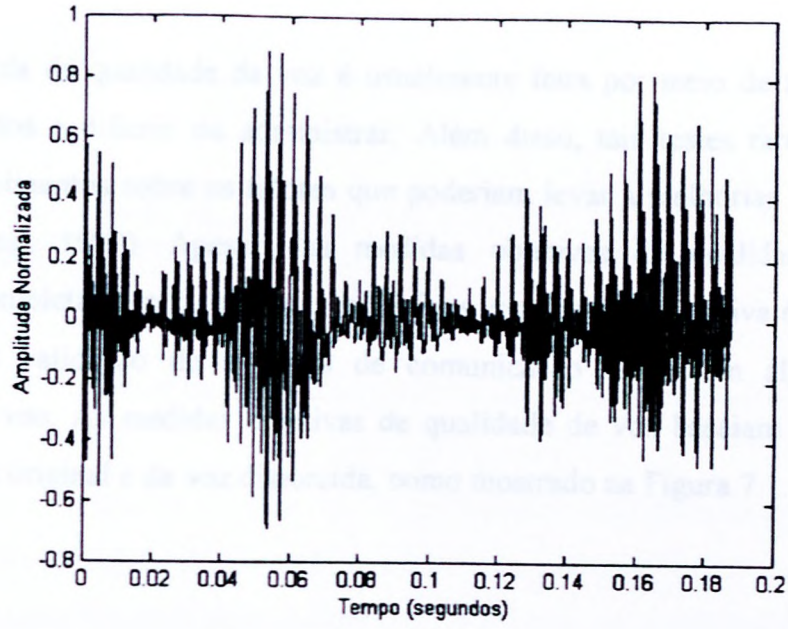


Figura 6.15 - Trecho decifrado por um misturador baseado na DFT e submetido ao canal VHF/UHF.

7 - MEDIDAS OBJETIVAS DE DESEMPENHO

A medida de qualidade da voz é usualmente feita por meio de testes de audição caros, demorados e difíceis de administrar. Além disso, tais testes raramente oferecem muitos esclarecimentos sobre os fatores que poderiam levar a melhorias nos sistemas sob avaliação (Yang, 1999). Apesar das medidas objetivas de qualidade de voz não substituírem completamente as medidas subjetivas, uma medida objetiva é uma ferramenta valiosa para a validação de sistemas de comunicação que usam alguma forma de codificação de voz. As medidas objetivas de qualidade de voz baseiam suas estimativas pelo uso da voz original e da voz distorcida, como mostrado na Figura 7.1.

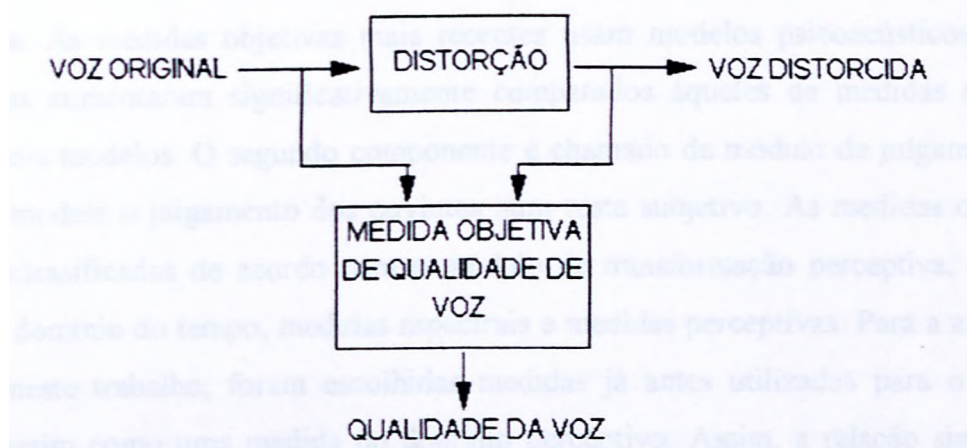


Figura 7.1 - Esquema de aplicação das medidas objetivas baseadas na voz original e na voz distorcida.

O sistema de processamento de voz pode ser resumido a um módulo de distorção, conforme a Figura 7.1, sendo a distorção causada pelo misturador e pela degradação do canal de transmissão, resumida como ruído aditivo, retardos não lineares e atenuações variantes no tempo. As medidas objetivas adiante descritas assumem sempre que o sistema deerada a qualidade da voz, e não a melhora (como por exemplo em sistemas de equalização).

A finalidade de qualquer medida objetiva de qualidade de voz é prever a pontuação de uma medida subjetiva de qualidade que representa as respostas de ouvintes a uma voz distorcida. As medidas objetivas de qualidade são baseadas na voz original e na voz distorcida e possuem a estrutura básica da Figura 7.2.

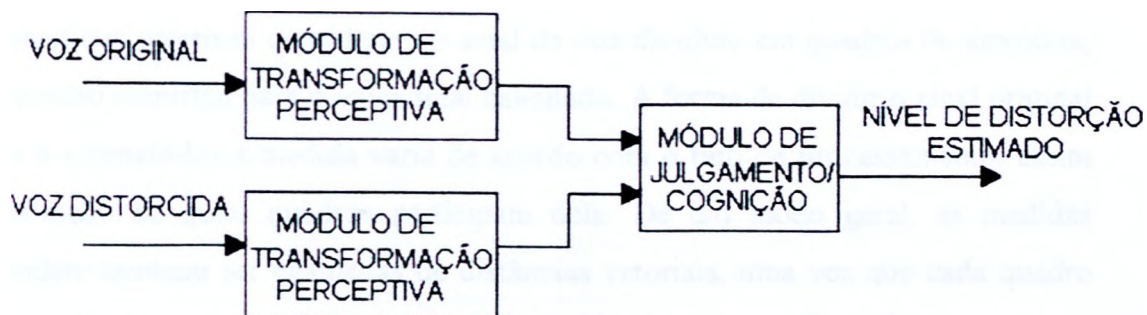


Figura 7.2 - Estrutura básica das medidas objetivas de qualidade de voz

O primeiro componente é chamado de módulo de transformação perceptiva e nele o sinal de voz é transformado para um domínio perceptivamente relevante, como temporal, espectral ou da sonoridade (*loudness domain*). A escolha de domínios difere de medida para medida. As medidas objetivas mais recentes usam modelos psicoacústicos e seus desempenhos aumentaram significativamente comparados àqueles de medidas que não utilizavam tais modelos. O segundo componente é chamado de módulo de julgamento ou cognição e modela o julgamento dos ouvintes num teste subjetivo. As medidas objetivas podem ser classificadas de acordo com o módulo de transformação perceptiva, ou seja, medidas de domínio do tempo, medidas espectrais e medidas perceptivas. Para a avaliação pretendida neste trabalho, foram escolhidas medidas já antes utilizadas para o mesmo propósito, assim como uma medida no domínio perceptivo. Assim, a relação sinal-ruído espectral segmentar (SSNR) e a distância de Itakura, já antes utilizadas para a comparação de transformadas em misturadores (Sridharan, 1990), são utilizadas para a comparação com o canal rádio móvel. Já a medida EMBSD (*Enhanced Modified Bark Spectral Distortion*), adiante discutida, surge como uma medida perceptiva de grande significado para o objetivo deste trabalho. Destaque-se neste ponto a dificuldade em selecionar uma medida objetiva no domínio perceptivo que tivesse um desempenho comprovadamente satisfatório para as distorções aqui estudadas; na verdade, dentro da contemporaneidade deste trabalho não foram evidenciadas medidas que já tivessem sido avaliadas com essas exatas distorções. No entanto, a medida EMBSD foi concebida e validada pela presença no sinal distorcido de fenômenos encontrados em enlaces reais de transmissões de radiofrequência no sistema celular, revelando-se, portanto, a medida mais adequada para os propósitos deste trabalho, além de ter sido usada posteriormente em outros tipos de canais (Hall, 2001).

7.1 - DISTÂNCIAS VETORIAIS EM QUADROS DE AMOSTRAS

As medidas objetivas consideram o sinal de voz dividido em quadros de amostras, onde cada quadro contribui para o valor final calculado. A forma de dividir o sinal original em quadros e submetê-los à medida varia de acordo com o tipo de processamento, assim como a definição de quais quadros participam dela. De um modo geral, as medidas objetivas podem também ser chamadas de distâncias vetoriais, uma vez que cada quadro do sinal original e do correspondente no sinal distorcido são processados a fim de que uma distância entre eles seja determinada conforme certos critérios. As distâncias podem ser tão simples como a distância euclidiana ou tão complexas quanto seja necessário.

Os quadros podem ser processados com ou sem sobreposição, podendo haver ou não janelamento. De qualquer forma, os quadros são comparados e uma medida é originada. Uma vez estando todos os quadros comparados, é possível realizar uma média aritmética das medidas obtidas ou uma média ponderada, determinando assim a medida final para um conjunto de quadros. Assim, se o número de quadros analisados for grande o suficiente, é possível afirmar que a média expressa a medida para todos os locutores possíveis nas mesmas condições de processamento e com uma margem de erro mínima.

Como numa locução os quadros analisados podem assumir diferentes características, muitas vezes as medidas podem assumir pesos diferentes numa média ponderada. No entanto, nas medidas SSNR e de Itakura deste trabalho, a única seleção a ser realizada para as medidas objetivas é binária, onde o quadro é classificado como de silêncio ou de não silêncio. Os quadros de não silêncio englobam os tipos sonoro (ou vozeado), surdo e de transição. Todos os outros quadros são classificados como de silêncio, pois não representam uma locução. Os quadros de silêncio devem ser de um modo geral excluídos das medidas objetivas pois, além de não trazerem informação relevante a ser comparada, podem polarizar significativamente algumas medidas. Esses problemas são abordados nos itens seguintes.

Com a exclusão dos quadros de silêncio, a medida final é expressa pela média aritmética das medidas dos quadros. Esse procedimento é válido se for possível afirmar que a influência dos quadros na medida final independe do seu tipo e que a distorção é constante no tempo. Essa afirmação é assumida nas medidas utilizadas neste trabalho como verdadeira, conforme constatações anteriores (Yang, 1999).

Os procedimentos de medidas objetivas para um sinal de voz dividido em quadros de igual comprimento implicam o cálculo de uma média aritmética entre os quadros. Outra

consideração válida é qual seria a média a fazer se várias locuções de diferentes tamanhos fossem comparadas e ao final uma medida global fosse determinada. Essa hipótese é pertinente, pois neste trabalho as medidas finais fazem referência a um corpus formado por diversas locuções de durações variadas. Assim, a medida de cada locução é calculada e ao final uma medida global para todo o corpus deve ser estimada. Pode-se demonstrar que, sendo d_i a medida de distorção da locução i que possui N_i quadros de não silêncio e T o total de locuções, a medida de distorção global D_G é dada por:

$$D_G = \frac{\sum_{i=1}^T N_i d_i}{\sum_{i=1}^T N_i} \quad (7.1)$$

A distorção global nada mais é do que uma média ponderada, onde as medidas das locuções mais longas contribuem em maior grau para a medida global. Nesse escopo, todas as locuções do corpus são unificadas, como se todo ele fosse comparado simultaneamente, algo que exigiria recursos computacionais consideráveis.

7.2 - SSNR-RELAÇÃO SINAL-RUÍDO ESPECTRAL SEGMENTAR

As medidas de comparação no domínio da frequência foram propostas na literatura como sendo menos sensíveis à falta de sincronismo entre os sinais de voz original e distorcido, em relação às medidas no domínio do tempo. A relação sinal-ruído espectral segmentar é a mais simples delas e pode ser assim definida (Matsunaga, 1989):

$$SSNR = \frac{10}{M} \sum_{m=1}^M \log_{10} \frac{\sum_{i=1}^N |X_m(i)|^2}{\sum_{i=1}^N [|X_m(i) - Y_m(i)|]^2} \text{ [dB]} \quad (7.2)$$

Onde M é o total de quadros de não silêncio, N é o tamanho dos quadros, X e Y são as transformadas de Fourier discretas dos quadros correspondentes dos sinais original e distorcido, respectivamente. Na definição dos quadros, não há sobreposição e aplicação de janelas de compensação. Como o ouvido humano é insensível a erros de fase, a medida SSNR definida no domínio da frequência é um indicador útil da qualidade da voz ou perda de inteligibilidade. A medida SSNR é adimensional e é expressa em dB, mas em se tratando de medidas objetivas o mais significativo é a comparação entre essas medidas numa dada condição. Assim, é usual a não utilização da unidade dB e quanto maior o valor de SSNR, melhor é o desempenho.

No Apêndice G encontra-se listado o código em MATLAB da implementação da equação 7.2, com procedimentos adicionais de processamento. Os parâmetros de entrada são o vetor do sinal original, o vetor do sinal distorcido e o tamanho dos quadros a serem processados. Inicialmente o sinal é normalizado e um limiar de silêncio é calculado para excluir os quadros de silêncio (Yang, 1999). São calculadas as FFT de cada quadro de não silêncio do sinal original e do seu correspondente no sinal distorcido. Em seguida a equação 7.2 é implementada de modo que as distâncias de cada quadro sejam acumuladas e no final a distância total seja a média aritmética daquelas.

7.3 - MEDIDA DE DISTÂNCIA DE ITAKURA

A medida de distância de Itakura para um segmento de voz (Yang, 1999) é baseada na hipótese de que ele pode ser representado por um modelo preditivo linear (LPC) só de pólos de ordem p , sendo também chamada de distância LPC. O sinal de voz é dividido em quadros de igual duração, havendo sobreposição e janelamento. Para um quadro, a distância LPC é dada por

$$LPC = \ln \left(\frac{aRa^T}{bRb^T} \right) \quad (7.3)$$

Onde \ln exprime logaritmo natural, a é o vetor de coeficientes LPC $[1, a_1, a_2, \dots, a_p]$ do quadro do sinal original, b é o vetor de coeficientes LPC $[1, b_1, b_2, \dots, b_p]$ do quadro do sinal distorcido e R é a matriz de autocorrelação para o quadro de voz distorcida. A medida LPC é adimensional, mas em se tratando de medidas objetivas o mais significativo é a comparação entre elas numa dada condição. Assim, quanto maior o valor da medida LPC, maior é a distância entre os sinais original e distorcido e pior é o desempenho.

No Apêndice H encontra-se listado o código em MATLAB da implementação da equação 7.3, com procedimentos adicionais de processamento. Os parâmetros de entrada são o vetor do sinal original, o vetor do sinal distorcido, o tamanho dos quadros a serem processados e a ordem do preditor linear. Inicialmente o sinal é normalizado e um limiar de silêncio é calculado para excluir os quadros de silêncio (Yang, 1999), incluindo sobreposição de 50% entre os quadros e janelamento de Hanning. A matriz de autocorrelação é calculada juntamente com os coeficientes LPC e em seguida a equação 7.3 é implementada de modo que as distâncias de cada quadro sejam acumuladas e no final a distância total seja a média aritmética daquelas.

7.4 - EMBSD - *ENHANCED MODIFIED BARK SPECTRAL DISTORTION*

A medida EMBSD foi desenvolvida no laboratório de processamento de voz da universidade de Temple, Filadélfia, EUA (Yang, 1999) e pode ser classificada como uma medida no domínio perceptivo, incorporando modelos da audição humana, tais como espectro bark e domínio da sonoridade (*loudness domain*). As medidas no domínio perceptivo aparecem como aquelas medidas objetivas com a maior possibilidade de prever a qualidade subjetiva da voz. A medida EMBSD é uma modificação da medida MBSD (*Modified Bark Spectral Distortion*) em que o conceito de limiar de mascaramento de ruído é incorporado, o qual diferencia as distorções audíveis e inaudíveis, além de outros aperfeiçoamentos. Por sua vez, a medida MBSD é uma evolução da medida BSD (*Bark Spectral Distortion*). Os principais resultados da psicoacústica são pertinentes às medidas BSD, MBSD e EMBSD. A psicoacústica é o estudo da correlação quantitativa entre o estímulo acústico e as sensações da audição humana. Vários estudos já catalogaram os resultados dos fatos psicoacústicos e modelos baseados em dados experimentais. Os resultados importantes da psicoacústica utilizados nas medidas objetivas de qualidade de voz são: seletividade em frequência, resposta não linear do ouvido humano, efeitos de mascaramento, conceito de banda crítica e sonoridade (*loudness*). É pertinente abordar inicialmente as características básicas da medida BSD para, num segundo momento, explicar as diferenças introduzidas na medida MBSD e EMBSD.

A medida BSD foi desenvolvida na Universidade da Califórnia (Santa Barbara, EUA) em 1992. Ela era essencialmente a primeira medida objetiva que incorporava respostas psicoacústicas. Seu desempenho (medido pela correlação com as medidas subjetivas MOS, *Mean Opinion Score*) era muito bom para as distorções ocasionadas pela codificação da voz se comparada às medidas objetivas tradicionais, como as medidas no domínio do tempo e no domínio da frequência. De acordo com vários pesquisadores, a medida BSD tomou-se uma boa candidata a uma medida objetiva de qualidade altamente correlatada. A medida BSD é baseada na suposição de que a qualidade da voz é diretamente relacionada a sua sonoridade, que é um termo de psicoacústica definido como a magnitude de uma sensação auditiva. Para calcular a sonoridade, o sinal de voz é processado usando os resultados de medidas psicoacústicas, que incluem análise das bandas críticas, pré-ênfase de igual sonoridade e lei de potência de sonoridade-intensidade. A medida BSD estima a distorção geral usando a distância euclidiana média entre os vetores de sonoridade do sinal de voz original e do distorcido. Quando a medida BSD foi

usada inicialmente, as partes de não silêncio compostas por regiões sonoras e surdas da voz eram processadas. Foi constatado que seu desempenho é melhor se apenas as partes sonoras são consideradas na estimativa de distorção. As últimas versões desse algoritmo processavam apenas os segmentos sonoros e um resumo é apresentado a seguir.

Primeiramente, uma transformação não linear de frequências f em Hertz para frequências b em bark é feita pela relação (Yang, 1999):

$$f = 600 \sinh(b/6) \quad (7.4)$$

Tal relação transforma a função densidade espectral de potência original $X(f)$ para uma função densidade de banda crítica $Y(b)$ que é “espalhada” por um filtro protótipo de banda crítica $F(b)$ dado por ($a=0,215$):

$$10 \log_{10} F(b) = 7 - 7,5(b - \alpha) - 17,5 \left[0,196 + (b - \alpha)^2 \right]^{1/2} \quad (7.5)$$

Esse “espalhamento” é concebido como uma operação de convolução entre $F(b)$ e $Y(b)$ que gera o espectro contínuo $D(b)$. O fato de o ouvido não ser igualmente sensível à quantidade de energia em diferentes frequências é explorado a seguir. As curvas de igual nível de sonoridade (*equal loudness level curves*) são usadas para transformar o nível de pressão sonora (SPL, *sound pressure level*) em dB para níveis de sonoridade dados em *phons*. Uma conversão de phon para *sone* (a unidade *sone* equivale à 40 phons e corresponde à sensação sonora de um tom de 1 kHz no nível de 40dB) é dada pelas seguintes relações:

$$S = \begin{cases} 2^{(P-40)/10}, & P > 40 \text{ phons} \\ (P/40)^{2,642}, & P < 40 \text{ phons} \end{cases} \quad (7.6)$$

Onde P é dado em phons e S em sones. Essa conversão dá origem ao espectro Bark $S(i)$.

A medida BSD é definida como a média dos BSD^(lt) dados por:

$$BSD^{(k)} = \sum_{i=1}^N \left[S_x^{(k)}(i) - S_y^{(k)}(i) \right]^2 \quad (7.7)$$

Onde N é o número de bandas críticas, $S_x^{(k)}(i)$ e $S_y^{(k)}(i)$ são os espectros Bark na i-ésima banda crítica para o k-ésimo quadro, correspondendo aos sinais original e distorcido, respectivamente. A medida BSD é a distância vetorial euclidiana quadrada média das sonoridades estimadas dos sinais original e distorcido.

A medida BSD é satisfatória nos casos onde a distorção nos quadros do tipo sonoro representa a distorção global, pois ela processa apenas regiões sonoras Ela tornou-se uma boa candidata a uma medida objetiva altamente correlatada com testes subjetivos de acordo com vários pesquisadores (Yang, 1998). Apesar de a medida BSD convencional ter

mostrado uma correlação relativamente alta com as pontuações MOS, vários aperfeiçoamentos foram feitos posteriormente devido à introdução de novos tipos de codificadores. Motivados pela codificação de transformada de sinais de áudio que usa limiar de mascaramento de ruído, os seus autores incorporaram esse conceito na medida BSD convencional, onde qualquer distorção abaixo do limiar de mascaramento de ruído não é incluída na medida BSD.

Com essas considerações e outras adaptações, surge a medida MBSD (*Modified Bark Spectral Distortiori*). Ela usa o mesmo limiar de mascaramento de ruído que é empregado na codificação de transformada em sinais de áudio. A medida MBSD assume que diferenças de sonoridade abaixo do limiar de mascaramento de ruído não são audíveis e portanto são excluídas do cálculo da distorção perceptiva. Uma breve revisão sobre a medida MBSD é feita adiante, com a comparação de desempenho dessa medida em relação à medida subjetiva MOS com vários tamanhos de quadros e diferentes classes de voz (sonora, surda e transiente). Todos esses experimentos foram realizados com um corpus de voz onde as distorções foram causadas por vários tipos diferentes de codificadores e distorções de unidade de referência de ruído modulado (MNRU, *Modulated Noise Reference Unit*) (Yang, 1998). Sendo assim, a medida MBSD não foi testada com outros tipos de distorção (Yang, 1999) e esse fato, conforme discutido adiante, dá margem ao surgimento da medida EMBSD.

No cálculo da medida MBSD existem três passos principais: cálculo da sonoridade, cálculo do limiar de mascaramento de ruído e cálculo da medida MBSD em si. A fim de transformar a voz para o domínio da sonoridade, o sinal é processado em vários passos (Yang, 1998): análise de banda crítica, preênfase de igual sonoridade e lei de potência de sonoridade-intensidade. Esse procedimento é o mesmo da medida BSD, mas existem duas diferenças entre essa e a medida MBSD. Primeira, a medida MBSD usa o limiar de mascaramento de ruído para a determinação da distorção audível, enquanto a medida BSD usa um limiar de potência determinado empiricamente. Segunda, o cálculo da distorção MBSD é diferente da BSD, pois a medida MBSD define a distorção como a diferença média das sonoridades estimadas.

Para definir formalmente a distorção MBSD, um indicador de distorção perceptível $M(i)$ é introduzido, onde i é a i -ésima banda crítica. Quando a distorção é percebida, $M(i)$ é 1, por outro lado $M(i)$ é 0. O indicador de distorção perceptível é obtido pela comparação da sonoridade com o limiar de mascaramento de ruído. O cálculo da medida MBSD é dado por:

$$MBSD = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \left[\sum_{i=1}^K M(i) |L_x^{(j)}(i) - L_y^{(j)}(i)|^n \right] \quad (7.8)$$

Onde N é número de quadros processados, K o número de bandas críticas, $L_x^{(j)}(i)$ e $L_y^{(j)}(i)$ são, respectivamente, os espectros bark do j-ésimo quadro da voz original e distorcida e n vale 1 (esse valor foi determinado após várias comparações entre diferentes métricas, chegando-se a um máximo de coeficiente de correlação entre a medida MBSD e a medida subjetiva MOS de 0,956). A medida MBSD é expressa na unidade psicoacústica sone, mas em se tratando de medidas objetivas o mais significativo é a comparação entre essas medidas numa dada condição. Assim, é usual a não utilização da unidade sone e, quanto maior o valor da medida MBSD, maior é a distância entre os sinais original e distorcido e pior é o desempenho.

O desempenho da medida MBSD, como afirmado anteriormente, foi avaliado apenas com distorções causadas por diferentes codificadores de voz e distorções MNRU. Esse conjunto de dados de voz foi gerado pela *Lucent Technologies*, havendo cinco condições MNRU e nove diferentes tipos de codificadores, tais como ADPCM, GSM, IS-54, FS-1016, LD-CELP, CELP e assim por diante. MNRU é uma condição de ruído gaussiano onde os níveis de potência de ruído são variados de acordo com os níveis de potência do sinal de voz para manter a relação sinal-ruído constante durante toda a locução. Dentro desses testes descritos na avaliação inicial, constatou-se que o seu desempenho em prever a medida MOS foi superior ao da medida BSD, sendo isso expresso pelos coeficientes de correlação, tradicionalmente empregados para esse fim. Assim, para locuções masculinas e femininas misturadas, a medida BSD apresentou coeficiente de correlação de 0,898, enquanto a MBSD apresentou de 0,956 (Yang, 1998). Da mesma forma, foi verificado que o desempenho da medida MBSD não é muito sensível ao tamanho dos quadros analisados na região de 40 a 400 amostras e que o melhor resultado ocorreu quando eram processados quadros de não silêncio. O coeficiente de correlação máximo verificado foi de 0,957 para as condições descritas anteriormente.

Codificação de voz é apenas uma área onde podem ocorrer distorções do sinal de voz. Existem outras situações onde as distorções podem ocorrer, como por exemplo no sistema móvel celular (canal rádio), onde pode ocorrer mais de um tipo de distorção. O desempenho da medida MBSD foi avaliado com o conjunto de dados de voz do sistema TDMA gerado pela AT&T. Os dados foram coletados em ambientes reais da rede celular. Todos os dados foram gravados de redes em serviço e de enlaces de radiofrequência

TDMA e AMPS num ambiente de telefonia móvel celular. Foram constatados 49 tipos diferentes de distorções encontradas no ambiente real das redes com 7 condições MNRU (Yang, 1999). Quando o desempenho da medida MBSD foi avaliado com tais dados, foi constatado um coeficiente de correlação com a medida MOS de 0,76, que era insatisfatório. A medida MBSD foi então reformulada com as seguintes modificações:

1. Escalonamento do limiar de mascaramento de ruído: o limiar de mascaramento de ruído derivado diretamente da literatura de psicoacústica pode não ser apropriado para estimar a distorção perceptível em sinais de voz, pois esse limiar é baseado em sinais de estado estacionário, como sinusóides. Assim, um fator de escala foi aplicado ao limiar de mascaramento de ruído nas comparações realizadas pelo algoritmo MBSD, sendo constatado que um fator de escala de 0,7 maximizava o coeficiente de correlação dessa medida.
2. Uso dos 15 primeiros componentes do vetor de sonoridade no cálculo da distorção: o algoritmo MBSD não usa os 15 primeiros componentes dos vetores de sonoridade (vetores obtidos dos quadros transformados para o domínio da sonoridade, *loudness domain*) no cálculo do valor de distorção, pois se considerou que esses componentes eram filtrados nas redes de telefonia fixa por fio. Quando esses componentes foram incluídos, houve uma melhora do desempenho, tanto para os dados do sistema TDMA quanto para os dados apenas com os codificadores.
3. Normalização dos vetores de sonoridade: os vetores dos quadros dos sinais original e distorcido foram normalizados antes da comparação de sonoridade e houve um pequeno aumento de desempenho.
4. Eliminação da função de espalhamento no cálculo do limiar de mascaramento de ruído: a eliminação dessa função, derivada de experimentos com sinais de estado estacionário como sinusóides, aumentou o coeficiente de correlação e o desempenho em relação à medida MOS.
5. Novo modelo de cognição baseado em efeitos de pós-mascaramento: ao invés do modelo simples adotado na medida MBSD, um modelo melhor de cognição foi adotado incorporando dois resultados de psicoacústica: o sistema auditivo integra a intensidade do som sobre um período de 200ms e o pré-mascaramento é relativamente curto, enquanto o pós-mascaramento pode durar mais do que o pré-mascaramento.

Essas modificações na medida MBSD deram origem a uma nova medida, chamada de EMBSD. Uma diferença significativa introduzida diz respeito ao novo modelo de cognição, onde vários termos são definidos. Um segmento cognitivo é definido como um conjunto de quadros consecutivos. Uma unidade cognitiva v é definida como o número de quadros num segmento cognitivo. A distorção de pós-mascaramento $Q(j)$ é definida como a quantidade de distorção cognitiva prévia mascarando a distorção perceptiva corrente. A distorção cognitiva $C(j)$ é definida como o maior valor entre a distorção perceptiva corrente e a distorção de pós-mascaramento. Então, o valor da distorção final é a média das distorções cognitivas. As seguintes equações definem formalmente o valor EMBSD (Yang, 1999):

$$\begin{aligned}
 EMBSD &= \frac{1}{U} \sum_{j=1}^U C(j) \\
 C(j) &= \text{MAX}(P(j), Q(j)) \\
 P(j) &= \text{MAX} \left[\begin{array}{l} MBSD(v(j-1)+1), \quad MBSD(v(j-1)+2), \\ \dots, MBSD(v(j-1)+v) \end{array} \right]
 \end{aligned} \tag{7.9}$$

Onde $C(j)$, $P(j)$ e $Q(j)$ são a distorção cognitiva, a distorção perceptiva e a distorção de pós-mascaramento do j -ésimo segmento cognitivo, respectivamente. U é o número total de segmentos cognitivos e v é a unidade cognitiva. $MBSD$ é o algoritmo da medida MBSD original com as modificações de 1 até 4 citadas anteriormente. A medida EMBSD é expressa na unidade psicoacústica sone, mas em se tratando de medidas objetivas o mais significativo é a comparação entre essas medidas numa dada condição. Assim, é usual a não utilização da unidade sone e, quanto maior o valor da medida EMBSD, maior é a distância entre os sinais original e distorcido e pior é o desempenho.

Um diagrama em blocos da medida EMBSD é mostrado na Figura 7.3. A medida EMBSD calcula a distorção quadro a quadro, com o comprimento de 320 amostras com sobreposição de 50% e janelamento de Hanning. Na figura, $x(n)$ e $y(n)$ denotam o n -ésimo quadro dos sinais original e distorcido, respectivamente, $L_x(n)$ e $L_y(n)$ são os vetores de sonoridade normalizados de cada um deles. $D_{xy}(n)$ é a diferença da sonoridade entre $L_x(n)$ e $L_y(n)$ e $NMT(n)$ é o limiar de mascaramento de ruído calculado do sinal original.

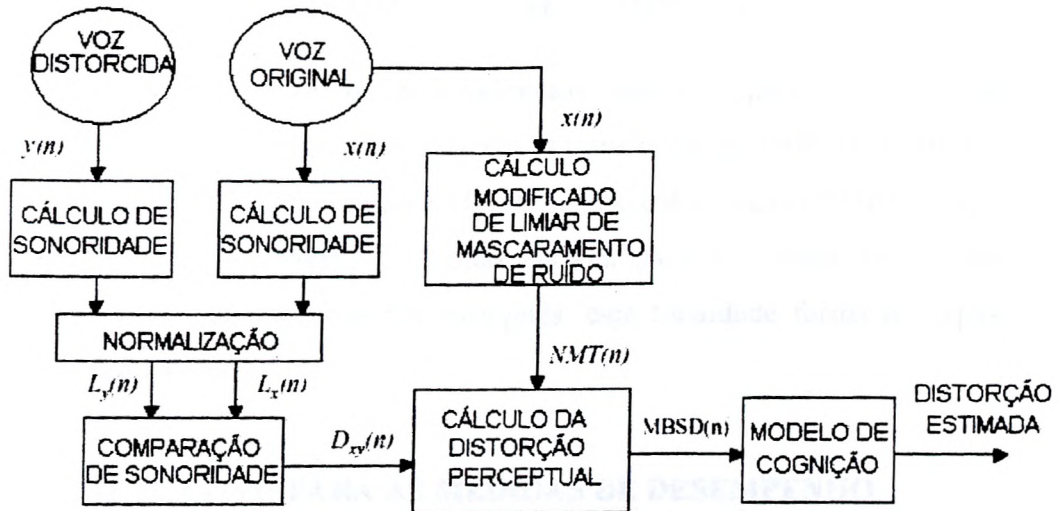


Figura 7.3 - Diagrama em blocos da medida EMBSD (modificado - Yang, 1999)

A medida EMBSD foi avaliada com três conjuntos de dados diferentes: dados da Lucent Technologies (codificadores e MNR.U), AT&T (enlaces de radiofrequência em redes TDMA e AMPS) e Nortel Networks (codificadores, MNRUs, deslocamentos temporais, erros de bit, perda de quadros e outros). Para os dados da Lucent Technologies a medida EMBSD apresentou aumento de desempenho em relação à MBSD, sendo o seu coeficiente de correlação de 0,98 contra 0,95 da MBSD. Para os dados da AT&T mais uma vez houve melhora, com o coeficiente de correlação da EMBSD de 0,87 contra 0,76 da MBSD. Também a medida EMBSD superou a medida MBSD no conjunto de dados da Nortel Networks.

Em suma, a medida EMBSD é efetivamente usada neste trabalho pelos motivos anteriormente apresentados. O algoritmo da medida EMBSD utilizado está escrito em linguagem C (Yang, 1999) e sua utilização é detalhada no Capítulo 8.

8 - PROCEDIMENTOS DE MEDIDA DE DESEMPENHO

Neste capítulo são descritos os procedimentos adotados para a análise de desempenho dos misturadores espectrais que utilizam as transformadas DFT, DST, DCT e MLT. As simulações foram feitas em ambiente MATLAB, exceto a medida EMBSO, cujo algoritmo utilizado está em linguagem C. Como entrada para as simulações, foram empregadas várias locuções digitalizadas em português, cuja totalidade forma o corpus significativo para as simulações.

8.1 - CORPUS SIGNIFICATIVO PARA AS MEDIDAS DE DESEMPENHO

Neste item o corpus de locuções utilizado para as simulações é descrito. Ele foi concebido para a avaliação de qualidade de voz na área de processamento digital de sinais, particularmente na otimização de codificadores digitais. Nessa avaliação é de interesse que o material de voz utilizado reflita de forma significativa a ocorrência dos sons da fala.

O corpus utilizado é um conjunto de várias locuções foneticamente balanceadas para o português falado no Rio de Janeiro (Alcain, 1992), elaboradas criteriosamente, faladas por 66 diferentes locutores, 50 masculinos e 16 femininos, num total de 11 horas, 27 minutos e 21 segundos de locuções gravadas em formato digital. O corpus é organizado em arquivos do formato "WAV", onde cada locutor teve sua voz gravada nas mesmas condições durante a leitura de um conjunto de vinte listas de dez frases, havendo um arquivo para cada lista. Além disso, quatro locutores foram escolhidos para uma segunda leitura de dez listas apenas, estando esses locutores com a cavidade nasal parcialmente obstruída devido a resfriado comum. Assim, o corpus possui um total de 1360 arquivos digitais, todos gravados com as seguintes especificações: texto lido, microfone de eletreto comum, placa de digitalização de som padrão *sound blaster* instalada em computador pessoal, frequência de amostragem de 22050 Hz, 16 bits por amostra, mono, codificação PCM linear e ambiente sem tratamento acústico.

Para o estabelecimento das listas de frases procedeu-se a um levantamento prévio da frequência relativa dos fones no português falado no Rio de Janeiro (Alcain, 1992). Fone é um termo de fonética articulatória que corresponde à realização dos fonemas na fala, independentemente de seu caráter distintivo, relacionado aos aspectos mecânicos e fisiológicos da produção da voz. Cada uma das listas de frases propostas é foneticamente balanceada no sentido de que a frequência de ocorrência dos fones se aproxima de modo

significativo daquela em que ocorrem na língua falada. A significância é aqui determinada com base na distância qui-quadrado (χ^2) encontrada entre a distribuição dos fones no material de voz utilizado e aquela observada na língua portuguesa.

Para a determinação da frequência relativa dos fones, foram selecionadas 10 entrevistas, com posterior transcrição fonética, perfazendo um total de 10147 fones, oriundas de 10 falantes do Rio de Janeiro. A audição e transcrição fonética foram realizadas por um foneticista experiente, tendo sido adotado o Alfabeto Fonético Internacional. Aos fones transcritos foi atribuída uma correspondência com caracteres ASC do computador, de modo que a frequência relativa de cada um dos 37 fones ocorridos foi calculada. Por exemplo, o fone mais freqüente foi /a/ com 12,94%.

Para a construção das listas de frases foneticamente balanceadas, foi realizado um procedimento de medição do teste χ^2 . Para que uma lista de frases seja foneticamente balanceada é necessário que $\chi^2 < 15$ (Alcaím, 1992). A obtenção das listas é auxiliada por um programa de computador, onde cada lista inicial é foneticamente transcrita para a utilização dos caracteres ASC. Se χ^2 para essa lista inicial não satisfizer a condição $\chi^2 < 15$, as frases são modificadas e um novo χ^2 é verificado.

Antes de considerar as listas de frases, as seguintes observações são pertinentes:

- Em qualquer das listas foram incluídos todos os 37 fones.
- A maioria das listas contém entre 250 e 300 fones.
- A lista que contém o menor número de fones é a lista 2 com 176 fones.
- Pode ser de interesse avaliar a degradação da voz sobre a qualidade do sinal original em função de sons específicos como os fricativos, por exemplo. Por esse motivo, foram incluídas na lista 3 seis frases que concentram, em cada uma delas, sons com características semelhantes. Mais especificamente, as frases 1 2 3 4 5 e 6 concentram, respectivamente, os seguintes tipos de som: vogais e semivogais, vogais e consoantes nasais, fricativas sonoras e surdas, oclusivas e africadas, laterais, vibrantes.

É importante ressaltar que a transcrição fonética das listas de frases tomou como referência um locutor ideal que as pronunciaria de maneira coloquial, ou seja, praticando os mesmos fenômenos — elisões, reduções de ditongos — encontrados no corpus espontâneo. As listas de frases estão transcritas integralmente no Apêndice I deste trabalho.

Em relação aos locutores, sua diversificação é mostrada no Apêndice K, Tabela K. 1, onde alguns dados sobre os locutores são listados, como sexo, idade e naturalidade.

8.2 - PROCEDIMENTOS DE SIMULAÇÃO

Neste item são descritos os procedimentos de simulação que conduzem aos resultados finais apresentados. Todos os elementos discutidos nos capítulos anteriores são empregados da seguinte forma:

- Somente os sinais de voz do corpus descrito no item 8.1 são utilizados.
- Os sinais do corpus são misturados pelos algoritmos dos misturadores descritos no Capítulo 6, utilizando a DFT, DCT, DST e MLT.
- Os sinais misturados são processados pelos modelos em MATLAB do transmissor rádio, do canal HF e do canal VHF descritos nos Capítulos 3 e 4.
- Os sinais processados pelos algoritmos dos canais são decifrados pelos mesmos algoritmos do Capítulo 6.
- As medidas objetivas de desempenho descritas no Capítulo 7 são utilizadas para medir a distorção entre os sinais originais do corpus e os sinais decifrados, para cada transformada de interesse, originando os resultados finais.

Para sedimentar uma idéia geral sobre os passos dos procedimentos, está desenhado na Figura 8.1 um diagrama que ilustra os mesmos.

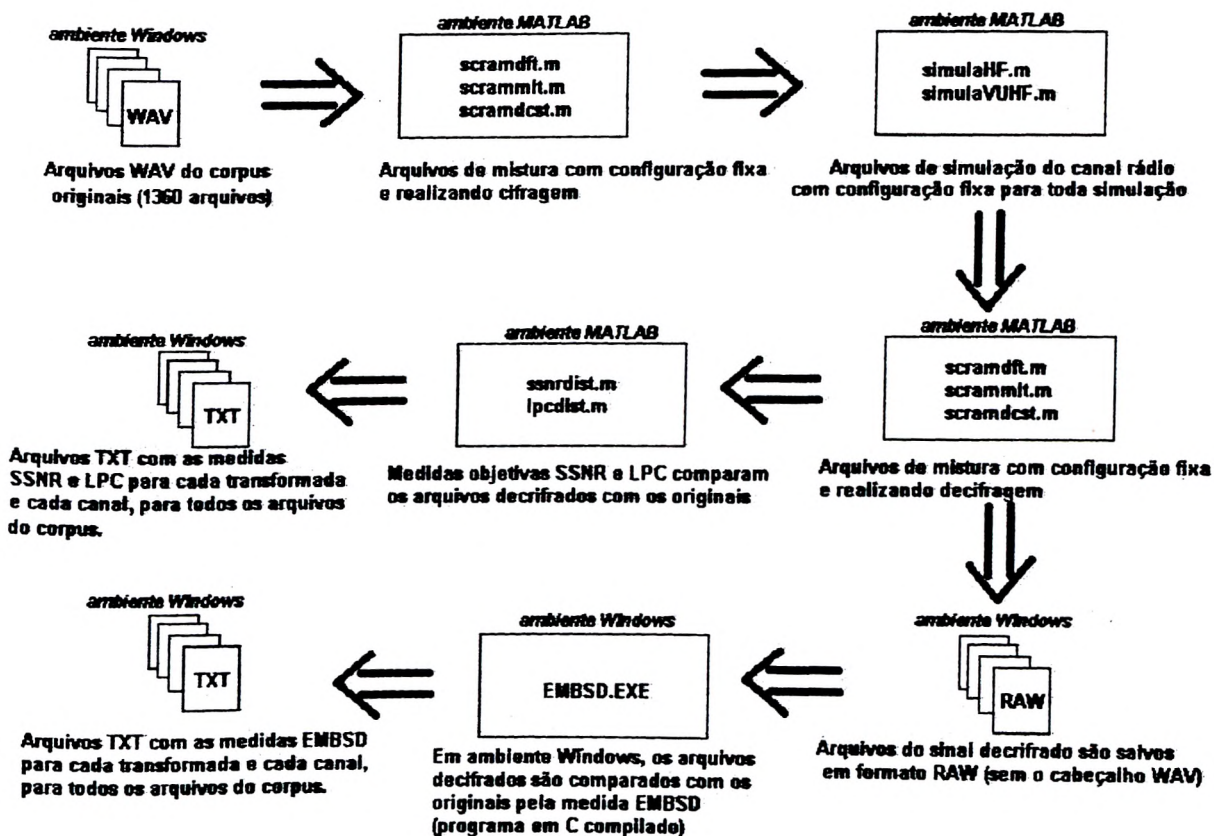


Figura 8.1 - Diagrama dos procedimentos adotados para as simulações

O computador utilizado para as simulações operava com sistema operacional Windows 98 SE, *clock* de 1GHz, com o MATLAB versão 6.0 instalado, com 256MB de memória RAM e 40GB de disco rígido.

O corpus é formado por 1360 arquivos em formato WAV e taxa de amostragem de 22050 Hz. Para realizar as simulações, os arquivos do corpus foram sub-amostrados para a taxa de 8 kHz, com pré e pós filtragem *cmfi-aliasing*. Foram mantidas todas as outras características dos arquivos. Assim, os arquivos considerados originais e sem distorção para as medidas objetivas são os 1360 com taxa de amostragem de 8 kHz, escolhida por ser um padrão do sistema de telefonia, dos CODECs comerciais e de transmissão digital de voz.

Os misturadores foram configurados de forma única, a seguir especificada.

- => Frequência de corte inferior de 200 Hz e de corte superior de 2440 Hz: compatível com um rádio comercial, conforme levantado pelas curvas do FBU (item 4.1).
- => Quadro com 256 amostras, já utilizado em outros trabalhos (Sridharan, 1990).
- => Sem erro de sincronismo (*block=0*): admitido sincronismo satisfatório nos equipamentos.
- => Coeficientes fora da banda do canal anulados: para aumentar a segurança, conforme comentado no item 6.4.
- => Banda de permutação de 250 Hz (8 coeficientes para a DFT e 16 coeficientes para MLT, DCT e DST): uma banda suficientemente larga minimiza as distorções do canal, mas diminui a dimensão das permutações. Esse valor é assumido como meio termo para as simulações.
- => Permutações dinâmicas trocadas a cada quadro, sendo as mesmas permutações para todas as simulações: a troca de permutações a cada quadro maximiza a segurança do misturador, como abordado no item 6.2.

A *matriz per* utilizada nas simulações foi construída com 256 linhas e 9 colunas e os valores das permutações estão impressos no Apêndice J deste trabalho. O valor de 256 permutações é um valor razoável para o armazenamento em memória não volátil no equipamento misturador (as permutações necessitam de apenas 1 byte para serem endereçadas) e é assumido como padrão das simulações. As linhas de comando MATLAB a seguir ilustram a configuração dos misturadores.

```
scramdft(original,.05,.61,256, 'CIF',per256_9(1:256,:), 'DIN', 1,0, 'S',0.03125)
```

scramdct(original,.05,.61,256, 'CIF,per256_9(1:256,:), 'DIN',1,0, 'S', 'DCTII,0.03125)

scramdct(original,.05,.61,256, 'CIF,per256_9(1:256,:), 'DIN', 1,0, 'S', 'DST,0.03125)

scrammlt(original,. 05,.61,256, 'CIF,per256_9(1:256,:), 'DIN', 1,0, 'S', 0.03125)

Já para o simulador de canal HF, foram definidos os seguintes parâmetros:

- => Canal perturbado (*disturbed*), o pior caso para o canal foi avaliado, buscando a melhor transformada neste caso.
- => Portadora de 27 MHz: essa frequência está na faixa útil para as comunicações HF, sendo escolhida como exemplo.
- => Modulação U-SSB: modulação mais empregada e presente nos transceptores HF.
- => Desvio de ± 2 ppm: assume-se que o cristal oscilador do transceptor é de boa qualidade, sendo um valor normalmente encontrado nos transceptores comerciais.
- => Relação sinal-ruído de 15 dB: intensidade satisfatória do sinal mediante efeitos de propagação, normalmente conseguida nas comunicações na faixa de HF.
- => Sementes para geração de números aleatórios: fixas para todas as simulações.

Para o simulador do canal VHF, foram definidos os seguintes parâmetros:

- => Ambiente urbano: grande maioria dos casos de utilização de transceptores VHF.
- => Portadora de 200 MHz: essa frequência está na faixa útil para as comunicações VHF, sendo escolhida como exemplo.
- => Modulação FM: modulação mais empregada e presente nos transceptores VHF ou UHF.
- => Desvio de ± 2 ppm: assume-se que o cristal oscilador do transceptor é de boa qualidade, sendo um valor normalmente encontrado nos transceptores comerciais.
- => Relação sinal-ruído de 35 dB: intensidade satisfatória do sinal mediante efeitos de propagação, normalmente conseguida nas comunicações na faixa de VHF.
- => Sementes para geração de números aleatórios: fixas para todas as simulações.

As linhas de comando MATLAB a seguir ilustram a configuração dos simuladores dos canais:

simulaHF(cifrado,256, 'D',8000,27000000,748762764,119887364, 'U-SSB', 2,15)

simulaVUHF(cifrado, 'U', 8000,200000000,30, 'FM',2,475937868,289467586,35)

Com os misturadores e os simuladores dos canais configurados, as seguintes simulações foram definidas:

1. Medidas SSNR, LPC e EMBSD entre os sinais originais e os decifrados pela utilização da DFT, com os canais HF e VHF.
2. Medidas SSNR, LPC e EMBSD entre os sinais originais e os decifrados pela utilização da DST, com os canais HF e VHF.
3. Medidas SSNR, LPC e EMBSD entre os sinais originais e os decifrados pela utilização da DCT, com os canais HF e VHF.
4. Medidas SSNR, LPC e EMBSD entre os sinais originais e os decifrados pela utilização da MLT, com os canais HF e VHF.

Todos os arquivos do corpus foram submetidos à cifragem, degradação pelos canais e decifragem, para cada transformada, com imediata comparação com as medidas SSNR e LPC. Para cada um dos 1360 arquivos foi calculado o número de quadros que efetivamente participaram da medida, conforme abordado no item 7.1, onde se observa que os quadros de silêncio não são considerados para as medições. Para a medida SSNR foi computado o número de quadros, sendo o mesmo feito para a medida LPC. Os resultados parciais destas medidas foram gravados em arquivos de texto, cada um com 1360 linhas correspondentes aos arquivos do corpus, e uma coluna correspondente à medida LPC, outra à SSNR e uma terceira com os números de quadros de não silêncio. De posse dos arquivos texto, e aplicando a equação 7.1, chegou-se aos resultados finais para as medidas SSNR e LPC, para as transformadas DFT, DCT, DST e MLT, nos canais HF e VHF.

Os sinais decifrados resultantes dessa primeira etapa da simulação foram salvos em disco rígido sob o formato RAW. Esse formato não implica mudanças nas amostras, mas somente a subtração do cabeçalho padrão de 40 bytes contido nos arquivos WAV. Essa conversão foi feita para possibilitar a utilização do algoritmo da medida EMBSD disponível escrito em linguagem C. Dessa forma, foram gerados 1360 arquivos RAW para cada transformada e canal, num total de 10880 arquivos.

Para o emprego da medida EMBSD, foi gerado um programa executável EMBSD.EXE em ambiente DOS resultante da compilação de código fonte em linguagem C padrão ANSI constante no Apêndice B da Tese de Doutorado especificada na referência YANG, 1999. O compilador utilizado foi o Borland Turbo C++ para ambiente DOS. A linha de comando "*EMBSD original.raw distorcido, raw 1*" gera o arquivo RESULT.RES que é um arquivo texto com o valor da distância EMBSD calculada entre os arquivos original e distorcido. A opção 1 indica que o formato das amostras estão no padrão Intel

LSB-MSB, ou seja, byte menos significativo antes do mais significativo. Destaque-se que a conversão para o formato RAW foi preferida pelo fato do cabeçalho admitido pelo programa fonte valer zero, isto é, os arquivos devem estar num formato de amostras puras.

Após o cálculo da medida EMBSD para todos os arquivos, foram determinadas as quantidades de segmentos cognitivos, definidos na equação 7.9, para posterior aplicação da equação 7.1 para a medida global dos arquivos. O número de segmentos cognitivos para cada comparação (ou seja, para cada par de arquivos comparados) foi calculado com base no programa fonte em linguagem C, o qual oferece essa quantidade na variável *pcount* (para maiores detalhes, consultar a referência Yang,1999).

8.3 - RESULTADOS

A aplicação da equação 7.1 no conjunto de medidas obtido para todo o corpus significativo gerou os resultados globais das simulações para o canal HF. Todas as locuções foram processadas nos quatro tipos de misturadores espectrais empregados e os sinais decifrados foram comparados com os originais do corpus pelas medidas objetivas de desempenho. Cada linha da Tabela 8.2 corresponde a um tipo de misturador baseado em uma das quatro transformadas utilizadas (DCT, DFT, DST e MLT). Cada coluna corresponde aos resultados obtidos utilizando uma das três medidas objetivas adotadas neste trabalho, EMBSD, LPC e SSNR. Os números entre parênteses logo após as medidas indicam a ordem de melhor desempenho naquela coluna, ou seja, o número 1 indica o melhor misturador e 4 o pior segundo a avaliação da medida da coluna correspondente. Conforme abordado no Capítulo 7, são omitidas as unidades das medidas objetivas, pois o mais significativo para a análise é a relação entre elas (as medidas são dadas em valores absolutos: EMBSD em sone, LPC adimensional e SSNR em dB). Foram conservadas 4 casas decimais para fins de comparação com trabalhos similares encontrados na literatura (Sridharan, 1990),(Dawson, 1991).

Tabela 8.2 - Resultados globais das simulações para o canal HF. Cada coluna corresponde aos resultados da mesma medida objetiva para os quatro tipos de misturadores utilizados. Os números entre parênteses ao lado dos resultados indicam a ordem de melhor desempenho apontada pela medida da coluna.

CANAL HF -RESULTADOS GLOBAIS DAS SIMULAÇÕES			
	Medidas de Desempenho		
Misturador	EMBSD	LPC	SSNR
DCT	11,0025 (2)	1,5492(1)	-2,3079 (2)
DFT	13,4451 (3)	1,5718(2)	-2,3014(1)
DST	10,9699(1)	1,7154(3)	-2,3121 (4)
MLT	18,4688 (4)	1,9598 (4)	-2,3110(3)

A aplicação da equação 7.1 no conjunto de medidas obtido para todo o corpus significativo gerou os resultados globais das simulações para o canal VHF/UHF. Apesar da frequência da portadora estar na faixa de VHF, o canal UHF também é avaliado, uma vez que o modelo utilizado para esses canais é o mesmo. Todas as locuções foram processadas nos quatro tipos de misturadores espectrais empregados e os sinais decifrados foram comparados com os originais do corpus pelas medidas objetivas de desempenho. Cada linha da Tabela 8.3 corresponde a um tipo de misturador baseado em uma das quatro transformadas utilizadas (DCT, DFT, DST e MLT). Cada coluna corresponde aos resultados obtidos utilizando uma das três medidas objetivas adotadas neste trabalho, EMBSD, LPC e SSNR. Os números entre parênteses logo após as medidas indicam a ordem de melhor desempenho naquela coluna, ou seja, o número 1 indica o melhor misturador e 4 o pior segundo a avaliação da medida da coluna correspondente. Conforme abordado no Capítulo 7, são omitidas as unidades das medidas objetivas, pois o mais significativo para a análise é a relação entre elas (as medidas são dadas em valores absolutos: EMBSD em sone, LPC adimensional e SSNR em dB). Foram conservadas 4 casas decimais para fins de comparação com trabalhos similares encontrados na literatura (Sridharan, 1990),(Dawson, 1991).

Tabela 8.3 - Resultados globais das simulações para o canal VHF/UHF. Cada coluna corresponde aos resultados da mesma medida objetiva para os quatro tipos de misturadores utilizados. Os números entre parênteses ao lado dos resultados indicam a ordem de melhor desempenho apontada pela medida da coluna.

CANAL VHF/UHF-RESULTADOS GLOBAIS DAS SIMULAÇÕES			
	Medidas de Desempenho		
Misturador	EMBSD	LPC	SSNR
DCT	6,3964(1)	1,1252(2)	2,8156(1)
DFT	7,9346 (2)	1,0653(1)	1,9692(3)
DST	8,0279 (3)	1,3428 (3)	2,7802 (2)
MLT	14,0961 (4)	1,6569 (4)	1,8384(4)

Os resultados da medida EMBSD são numericamente dispersos para os dois canais (pior resultado 68,4% maior que o melhor resultado para HF e 120,4% para VHF/UHF), o mesmo não sendo verificado para as medidas LPC e SSNR no canal HF (piores resultados 26,5% e 0,5% maiores do que os melhores para LPC e SSNR, respectivamente). Uma discreta dispersão numérica é verificada nessas medidas para o canal VHF/UHF (piores resultados 55,5% e 53,1% maiores do que os melhores para LPC e SSNR, respectivamente). Esses resultados indicam que as medidas LPC e SSNR não se mostraram tão adequadas para o modelo do canal rádio quanto a medida EMBSD, em relação à sensibilidade com a mudança da transformada. Apesar dessa observação, elas ainda são consideradas para uma conclusão final.

Observa-se nas Tabelas 8.2 e 8.3 uma falta de coincidência entre os resultados das medidas objetivas, pois a melhor transformada (número 1 ao lado das medidas) não é a mesma para todas elas. Para dirimir a falta de coincidência entre as medidas apresentadas, uma figura de mérito F pode ser definida como:

$$F = \sum_{R=1}^3 R \quad (8.1)$$

Onde R é a ordem da transformada em cada medida adotada, admitidas as medidas como equivalentes. Assim, se uma dada transformada ocupasse a ordem (1) nas três medidas sua figura F valeria 3. Ou seja, a melhor transformada para a avaliação aqui proposta é aquela de menor F. Por outro lado, a pior transformada tem um F máximo.

Assim, para o canal HF a menor F vale 5 para a DCT e para o canal VHF/UHF a figura F vale 4 também para a DCT. Percebe-se que esse resultado coincide com as medidas EMBSD, com a ressalva de que a DCT e a DST apresentam desempenhos medidos pela EMBSD muito próximos. A coerência da medida EMBSD para o caso

abordado neste trabalho já foi demonstrada no item 7.4 e seus resultados são considerados como os mais precisos.

Já em relação a pior transformada, a figura F valeria 12 se fosse considerada a pior por todas as medidas objetivas. Assim, a MLT mostrou-se a pior transformada para os dois canais analisados e esse resultado também coincide com a medida EMBSD. A DFT revelou-se uma transformada intermediária em relação às demais.

O mau desempenho da MLT deve-se, principalmente, à permutação dinâmica quadro a quadro. Nesse tipo de algoritmo, a permutação é diferente para cada quadro. Na decifragem o quadro atual é associado a sua permutação, mas a MLT inversa utiliza resultados do quadro anterior para o cálculo do novo quadro. Dessa forma, o efeito da memória da transformada provoca um descasamento entre o quadro cifrado gerado pela MLT inversa e a sua correspondente permutação. Esse problema com as permutações dinâmicas pode ser percebido como uma distorção audível semelhante à metalização.

Uma avaliação preceptiva informal de alguns arquivos decifrados revela efeitos esperados. Para os misturadores com DFT, DCT e DST, ficam evidentes os efeitos de bloco como ruídos periódicos audíveis, mas com satisfatória inteligibilidade. Para a MLT não se percebem efeitos de bloco, mas estão presentes distorções semelhantes à metalização da voz que degradam a inteligibilidade.

9 - CONCLUSÕES

Neste trabalho foi realizada uma análise de desempenho entre quatro tipos diferentes de misturadores espectrais, baseados nas transformadas ortogonais DFT, DCT, DST e MLT. A análise dos resultados obtidos neste trabalho permite afirmar que, para as condições de simulação especificadas no Capítulo 8, a transformada cosseno discreta do tipo 2 (DCT-II) apresentou o melhor desempenho se comparada com as transformadas DFT, DST e MLT. Por outro lado, a transformada MLT foi a que teve o pior desempenho nos dois canais considerados. A transformada DFT apresentou um desempenho intermediário. Das medidas objetivas de desempenho empregadas, a medida EMBSD foi considerada referencial para essas conclusões.

O resultados alcançados permitem escolher a melhor transformada a ser utilizada no projeto de um misturador espectral utilizado em nível tático para o canal rádio móvel, um equipamento mais barato e simples se comparado aos dispositivos de segurança estratégica com criptografia digital. Pode-se afirmar com este trabalho que a transformada DCT-II é a mais recomendada para a elaboração de algoritmos de misturadores espectrais que operam no canal rádio móvel, nas faixas de HF ou VHF/UHF, e que a distorção média presente no sinal decifrado atinge os menores níveis se comparados àqueles conseguidos com outras transformadas. Os misturadores utilizados para as simulações foram configurados de forma similar para cada uma das transformadas ortogonais comparadas. Ressalte-se que o misturador para a DCT/DST foi elaborado com uma pequena modificação em relação ao posicionamento dos coeficientes de baixa ordem, mas tal procedimento somente foi vantajoso pelas propriedades daquelas transformadas, não encontradas nas demais. Além disso, modificação análoga foi empregada em outros trabalhos publicados (Dawson, 1991) e, dessa forma, os misturadores podem ser considerados equivalentes.

A largura da banda permutada foi mantida fixa em todas as simulações, assim como o tamanho do quadro e os demais parâmetros, todos escolhidos como sendo os mais comumente utilizados nesse tipo de procedimento. O fato das permutações dinâmicas empregadas serem trocadas quadro a quadro provoca uma degradação adicional ao sinal decifrado nos misturadores com a MLT. Para essa transformada, essa configuração não foi alterada por comprometer a segurança da comunicação e tomar os misturadores não equivalentes. Assim, a MLT se mostrou inapropriada para esse nível de segurança, já que as distorções diminuem à medida que a troca de permutações se toma mais espaçada,

culminando com a máxima qualidade para uma permutação fixa, porém com a mínima segurança.

A continuidade desta pesquisa pode ser desmembrada em diversos estudos complementares. Além da possível inclusão de outras transformadas na comparação, podem ser realizadas simulações com outras larguras de banda de permutação, de modo a concluir, por exemplo, quais são as mínimas larguras de banda para um determinado limiar de desempenho, chegando assim à segurança máxima. Modificações podem ser introduzidas no misturador baseado na MLT para eliminar a distorção causada pela troca de permutações a cada quadro, sendo essa linha de pesquisa bastante promissora, pois não são verificados efeitos de bloco na MLT. Outras simulações podem ser realizadas visando determinar a influência do tamanho dos quadros na qualidade do sinal decifrado e qual transformada é a menos influenciada, assim como qual seria o tamanho mínimo dos quadros para um determinado nível de qualidade. Conclusões úteis também podem ser extraídas em relação à perda de qualidade de certa transformada para um dado erro de sincronismo, sendo possível apontar qual transformada admite o maior erro, mantendo a qualidade inicial.

Por fim, podem ser realizadas simulações em relação à qualidade do sinal decifrado quando está presente ruído ambiental na voz. O ruído aditivo ambiental, que pode ser originado de variadas fontes, pode afetar mais ou menos a qualidade do sinal decifrado, dependendo da transformada empregada. Estudos podem ser dirigidos a fim de determinar, por exemplo, qual o melhor misturador para os ruídos ambientais sempre presentes em aeronaves e veículos motorizados.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Albuquerque, C.P, Pinto, E. L.(2002). “Desempenho da Técnica OFDM em Canais Ionosféricos”, “Anais do X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica”, Recife - PE, pp. 453-457.
- Alcain, A., et al (1992). “Frequência de Ocorrência dos Fones e Listas de Frases Foneticamente Balanceadas no Português Falado no Rio de Janeiro”, Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações, Vol. 7, No 1, Dezembro 1992, pp. 23-41.
- Bello, P. A. (1963). “Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels”, IEEE Transactions on Communication Systems, v. CS-11, pp. 360-393.
- Bispo, M. N. (2001). “Análise do Canal Ionosférico de Rádio-Propagação na Faixa de HF”, Dissertação (mestrado), Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro.
- Carlson, A. B. (1986). “Communication Systems”, 3ª edição, New York, McGraw-Hill.
- Dawson, E. (1991). “Design of a Discrete Cosine Transform Based Speech Scrambler”, Electronics Letters, Vol 27, N° 07, pp 613-614.
- Galdino, J. F., et al. (1997). "Comparação de Desempenho de Simuladores de Canais com Desvanecimento Rápido: Parte I - Avaliação Numérica", “XV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT)”, Recife - PE, pp. 426-430.
- Hall, T. A.(2001). “Objective Speech Quality Measures for Internet Telephony”, Voice over IP (VoIP) Technology, Proceedings of SPEE, volume 4522.
- International Telecommunication Union (ITU-R) (1999) - Radiocommunication Study Groups. ‘Testing of HF Modems with Ionospheric Channel Simulators’, Document 9C/35-E.
- Jakes, W. C., Jr. (1974). “Microwave Mobile Communications”, New York, John Wiley & Sons.
- Krauss, H. L., et al (1980). “Solid State Radio Engineering”, New York, John Wiley & Sons.
- Malvar, H. S. (1992). “Signal Processing with Lapped Transforms”, Boston, Artech House.
- Matsunaga, A., et al (1989). “An Analog Speech Scrambling System Using the FFT Technique with High Level Security”, IEEE Journal in Selected Areas in Communications, vol. 7, pp 540-547, May 1989.
- Müller, A. (1994). “Simulation of Multipath Fading Channels using the Monte-Carlo Method”, IEEE SUPERCOMM/ICC’94, vol. 3, pp 1536-1540.

- Oppenheim, A.V., Schafer, R.W. (1989). "Discrete-Time Signal Processing", New Jersey, Prentice Hall.
- Oppenheim, A.V., Willsky, A. S. (1996). "Signals and Systems", 2ª edição, New Jersey, Prentice Hall.
- Parsons, J. D. (1992). "The Mobile Radio Propagation Channel", London, Pentech Press.
- Rao, K.R. e Yip, P. (1990). "Discrete Cosine Transform", Boston, Academic Press Inc.
- Sridharan, S., Dawson, E. e Goldberg, B. (1990). "Speech Encryption in the Transform Domain", Electronics Letters, Vol 26, N° 10, pp 655-656.
- Yang, W. et al (1998). "Performance of the Modified Bark Spectral Distortion as an Objective Speech Quality Measure", ICASSP, vol. 1, pp. 541-544, Seattle.
- Yang, W. (1999). "Enhanced Modified Bark Spectral Distortion (EMBSD): an Objective Speech Quality Measure Based on Audible Distortion and Cognition Model", Tese de Doutorado, Temple University, Filadélfia, EUA.
- Yantom, R. et al (1999). "Improvement of the MBSD Objective Speech Quality Measure Using TDMA Data", Proceedings ICAASSP, vol. 2.
- Young, D. J. (2000). "The Generation of Correlated Rayleigh Random Variates by Inverse Discrete Fourier Transform", IEEE Trans, on Comm., v. 48, n° 7, pp. 1114-1127.

APÊNDICES

A - CÓDIGO FONTE DO ALGORITMO IMPLEMENTADO EM MATLAB 6.0 PARA SIMULAÇÃO DO CANAL VHF/UHF

```
% SIMULAVUHF retoma o sinal submetido aos efeitos de canais rádio-móveis em VHF
% ou UHF em alguns ambientes, sem considerar efeitos da atenuação por propagação.
% Apenas ruído aditivo gaussiano.
%          saída=simulaVUHF(entrada,amb,Fs,Fc,v,mod,jitt,sem1,sem2,SNR)
% Geração da função de espalhamento de retardo baseada no método de Monte-Carlo,
% segundo Müller (Müller, Andreas; Simulation of Multipath Fading Channels using the
% Monte-Carlo Method, IEEE)
% 'entrada'- vetor linha que corresponde ao sinal de voz de entrada PCM, 16 bits
%          amostrado a Fs
% 'saída'— vetor linha do mesmo tamanho de 'entrada' que corresponde à voz submetida
%          ao canal
% 'amb'— corresponde aos ambientes simulados do canal:
%          'U': ambiente urbano (desvanecimento Rayleigh)
%          'R': ambiente rural (desvanecimento Rice com visada direta)
% 'Fs'-----freqüência de amostragem em Hz de 'entrada', geralmente 8000 Hz
% 'Fc'----- freqüência da portadora em Hz. Para VHF -> 30MHz<Fc<300MHz e para
%          UHF -> 300MHz<Fc<3000MHz
% v_____ velocidade do receptor móvel, em m/s (constante para efeitos de simulação)
% 'mod'-----modulação adotada no transceptor:
o/o          'AM': Modulação em amplitude com portadora, índice de modulação
%          igual a 0,8
%          'DSB': Modulação em amplitude com portadora suprimida
%          'U-SSB': Modulação SSB em banda superior
%          'L-SSB': Modulação SSB em banda inferior
%          'FM': Modulação em freqüência em banda estreita, com desvio de 15 kHz
%          fixo
% 'drift'_____ instabilidade em frequência dos osciladores locais dos transceptores (efeito
%          lento da temperatura).
%          Sempre maior ou igual a zero.Exemplos.
%          0 : osciladores ideais nos transceptores
```

```

%      <2 : osciladores com desvio de frequencia de +-2 ppm (oscilador
%
%      estabilizado)
%      >10: osciladores com desvio de frequencia de +-10 ppm (oscilador não
%
%      estabilizado)
%      'sem1'— 1ª semente para geração de números aleatórios, inteiro de 9 digitos
%      'sem2'— 2ª semente para geração de números aleatórios, inteiro de 9 digitos
%      'SNR'-----Relação sinal-ruído em dB desejada.
%-----
%      Universidade de Brasília - UnB - Departamento de Engenharia Elétrica

function saida=simulaVUHF(entrada,amb,Fs,Fc,v,mod,drift,sem1,sem2,SNR)
espalhamdoppler=v*Fc/300000000; % Espalhamento Doppler maximo em Hz
tamanho=size(entrada,2);
% Escolha da ordem (MULLER)
ordem=300;
% Escolha do ambiente
switch amb
case {'U'}
    % Fase do sinal em relação a portadora com distribuição uniforme - Rayleigh
    rand('seed',sem1);
    faseunit=rand( 1, ordem);
case {'R'}
    % Fase do sinal em relação a portadora com distribuição não uniforme - Rice (Ref.
    % YOUNG)
    randn('seed',sem 1);
    inphase=randn( 1 ,ordem)+1.5; % media normalizada de 1.5, K »1
    randn('seed',sem2);
    quad=randn( 1 ,ordem)+1.5;
    faseunit=(atan2(quad,inphase)+pi)/(2*pi); %fase entre 0 e 1, tendendo a fase da
% componente dominante exemplo
end
% Calculo do efeito do canal em banda estreita, metodo de Monte-Carlo
rand('seed',sem2);
alfaunit=rand( 1,ordem); % Angulo alfa, angulo horizontal de incidência da onda, modelo

```

```

' % de Clarke
an=exp(j*2*pi*faseunit); % an modelado conforme a distribuição da fase
dopp=j*2*pi*espalhamdoppler*cos(2*pi*alfaunit)/Fs;
efeitocanal=zeros(1,tamanho);
for k=1:tamanho; % Calculo do vetor de efeito de canal para cada amostra do sinal de
% entrada
    modu=exp(k*dopp);
    efeito canal(k)=an*modu.';
end
efeitocanal=efeitocanal/sqrt(ordem);
% Efeito de drift dos osciladores locais - o drift e constante para uma dada transmissao,
% mas varia entre chamadas
% diferentes desta funcao
T=1/Fs;
t=(0:(tamanho-1))*T; % vetor auxiliar
rand('seed',sem1);
desviotx=drift*Fc*(2*rand(1,1)-1)/1000000; % o desvio está entre -1 e 1 com distribuição
% uniforme
rand('seed',sem2);
desviorex=drift*Fc*(2*rand(1,1)-1)/1000000;
freqtx=Fc+desviotx;
freqrx=Fc+desviorex;
desviototal=freqtx-freqrx;
desviocomplexo=exp(j*2*pi*desviototal*t);
% Calculo do ruido branco gaussiano a ser adicionado
randn('seed',sem1);
RuidoReal=(randn(1,length(entrada)));
randn('seed',sem1);
RuidoImag=(randn(1,length(entrada)));
Ruido2=(RuidoReal)+(RuidoImag)*j; % Ruído com desvio padrao unitario
Std_saida=std(entrada);
L=(10.^(SNR/20));
Std_Ruidototal=Std_saida/L;
Ruidototal=Ruido2 * Std_Ruidototal ;

```



```

% Modulacao e Demodulacao
switch mod
case {'AM'}
    sinalAM=1+8*entrada; % Equivalente passa-baixa AM
    distorcido=sinalAM.*efeitocanal.*desviocomplexo;
    % Adicionar ruido branco ao sinal
    distorcido=distorcido+Ruidototal;
    envoltoria=abs(distorcido); % Demodulacao
    saida=envoltoria;
case {'DSB'}
    sinalDSB=entrada; %Equivalente passa-baixa DSB
    distorcido=sinalDSB.*efeitocanal.*desviocomplexo;
    % Adicionar ruido branco ao sinal
    distorcido=distorcido+Ruidototal;
    sinais=sign(real(distorcido)); % Demodulacao, sinais da parte real
    envoltoria=abs(distorcido);
    saida=sinais.*envoltoria;
case {'U-SSB'}
    sinalUSSB=hilbert(entrada);%Equivalente passa-baixa USSB
    distorcido=sinalUSSB.*efeitocanal.*desviocomplexo;
    % Adicionar ruido branco ao sinal
    distorcido=distorcido+Ruidototal;
    saida=real(distorcido); % Demodulacao, supondo deteccao sincrona
case {'L-SSB'}
    sinalLSSB=real(hilbert(entrada))-j*imag(hilbert(entrada));%Equivalente passa-baixa
% LSSB
    distorcido=sinalLSSB.*efeitocanal.*desviocomplexo;
    % Adicionar ruido branco ao sinal
    distorcido=distorcido+Ruidototal;
    saida=real(distorcido); % Demodulacao, supondo deteccao sincrona
case {'FM'}
    [integ,Zf]=filter([.5/Fs .5/Fs],[1 -1],entrada,0); % Modulacao FM - a fase vale o integral
% de x(t)-> filtro IIR simples
    faseFM=integ*pi/(max(abs(integ))); % Garante a fase entre -pi e +pi, evita

```

```

% ambiguidades na detecção
    sinalFM=cos(faseFM)+j*sin(faseFM); % sinal equivalente passa-baixas, amplitude
% constante
    distorcido=sinalFM.*efeitocanal.*desviocomplexo;
    % Adicionar ruído branco ao sinal
    distorcido=distorcido+Ruidototal;
    saida=distorcido(1:tamanho)-[0 distorcido(1:tamanho-1)]; % Aqui obtém-se as
% derivadas da parte real e imaginária e saída
% tem o formato r'(t)+j*i'(t)
% A informação está na derivada da fase num sinal FM, logo deriva-se a fase. A fase vale
% arctan(i(t)/r(t)), e derivando essa expressão se obtém que a derivada da fase vale
% (i'(t)*r(t)-i(t)*r'(t))/(r(t)^2+i(t)^2)
    saida=(imag(saida).*real(distorcido)-imag(distorcido).*real(saida))./abs(distorcido);
end
% Passar o sinal pelo filtro de banda útil no receptor
% Nesse filtro, em 8kHz: FL(3dB)=200Hz e FH(3dB)=2440Hz -> BW=2240Hz
Bfr=[0.41038672869491; -0.88349860668312; 1.18392825021596;
-1.54136799254654; 1.81353942132661; -1.72516120389892; 1.40188605455966;
-0.94717428830081; 0.28468233816494; 0.37198053629456; -0.90326296276614;
1.23394161248564; -1.35437100194963; 1.25753388823366; -1.04812385503261;
0.79400618504112; -0.54263183509816; 0.32012811843413; -0.14065553474653;
0.06283105933804; -0.03407676607373];
Afr=[ 1.00000000000000; -3.12719350194947; 6.23288469212664;
-10.23966745960198; 14.96437548923139; -19.44625832592831; 23.11683469222139;
-25.40366615850121; 25.88999095872713; -24.48680280694727; 21.57215665728035;
-17.66562019902865; 13.43562150720867; -9.46886054594944; 6.15346953679089;
-3.62363212511462; 1.88676674102436; -0.83305651910751; 0.33822986945528;
-0.11044579998824; 0.01576512754304];
% A função FILTFILT garante distorção de fase nula e não é necessário corrigir
% eventuais retardos de grupo.
saida=filtfilt(Bfr,Afr, saida);

```

B - CÓDIGO FONTE DO ALGORITMO IMPLEMENTADO EM MATLAB 6.0 PARA SIMULAÇÃO DO CANAL HF

```
% SIMULAHF retoma o sinal submetido aos efeitos do canal HF em baixas latitudes, sem
% considerar feitos da atenuação por propagação. Apenas ruído aditivo gaussiano.
%      saída=simulaHF(entrada,div,cond,Fs,Fc,sem1,sem2,mod,drift,SNR)
% Geração da função de espalhamento de retardo baseada no método de Monte-Carlo,
% segundo Müller (Müller, Andreas; Simulation of Multipath Fading Channels using the
% Monte-Carlo Method, IEEE) e com desvanecimento Rayleigh (sem componente
% especular ou visada direta).
% 'entrada'- vetor linha que corresponde ao sinal de voz de entrada PCM, 16 bits
%      amostrado a Fs
% 'div' _____ tamanho da divisão que se aplica à matriz correspondente da função
%      espalhamento de retardo. O cálculo dessa função é feito em passos de
%      dimensão 'div', uma vez que existe a limitação imposta pelo MATLAB para o
%      número de elementos em uma matriz, diretamente relacionado com a
%      memória disponível no sistema. Para pequenos vetores 'div' pode ser usado
%      como size(entrada,2). Para grandes vetores devem ser usados valores menores,
%      como 512 ou 256, geralmente coincidindo com o tamanho dos quadros usados
%      em processamento anterior.
% 'saída' --- vetor linha do mesmo tamanho de 'entrada' que corresponde à voz submetida
%      ao canal
% 'cond' --- corresponde às condições do canal.
% 'Q' : canal em "quiet conditions" (retardo diferencial de 0,5 ms e espalhamento
%      de 0,5 Hz)
%      'M' : canal em "moderate conditions" (retardo diferencial de 2 ms e
%      espalhamento de 1,5 Hz)
%      'D' - canal em "disturbed conditions" (retardo diferencial de 6 ms e
%      espalhamento de 10 Hz)
% 'Fs' ----- frequência de amostragem em Hz de 'entrada', geralmente 8000 Hz
% 'Fc' ----- frequência da portadora em Hz. Para HF -> 3MHz<Fc<30MHz
% 'sem1' ---- 1ª semente para geração de números aleatórios, inteiro de 9 dígitos
% 'sem2' ---- 2ª semente para geração de números aleatórios, inteiro de 9 dígitos
```

```

% 'mod'-----modulação adotada no transceptor:
%           'AM' : Modulação em amplitude com portadora, indice de modulacao
%                               igual a 0,8
%           'DSB' : Modulação em amplitude com portadora suprimida
%           'U-SSB': Modulação SSB em banda superior
%           'L-SSB': Modulação SSB em banda inferior
%           'FM' : Modulação em frequência em banda estreita, com desvio de 15 kHz
%                               fixo
% 'drift'— instabilidade em frequencia dos osciladores locais dos transceptores (efeito
%                               lento da temperatura).
%                               Sempre maior ou igual a zero.Exemplos:
%                               0 : osciladores ideais nos tranceptores
%                               < 2 : osciladores com desvio de frequencia de +-2 ppm (oscilador
%                               estabilizado)
%                               >10: osciladores com desvio de frequencia de +-10 ppm (oscilador nao
%                               estabilizado)
% 'SNR'-----Relação sinal-ruído em dB desejada.
%-----
% Universidade de Brasília - UnB - Departamento de Engenharia Elétrica

function saida=simulaHF(entrada,div,cond,Fs,Fc,sem1,sem2,mod,drift,SNR)
% Cada condição apresenta um retardo diferencial e um espalhamento de frequência
ordem=200; % ordem da simulação de Monte-Carlo empregada
switch cond
case {'Q'}
    retdiff=0.0005;
    espalham=.5;
case {'M'}
    retdiff=0.002;
    espalham=1.5;
case {'D'}
    retdiff=0.006;
    espalham=10;
end

```

```

tamanho=size(entrada,2);

% Efeito de drift dos osciladores locais - o drift e constante para uma dada transmissao,
% mas varia entre chamadas diferentes desta funcao
T=1/Fs;
t=(0:(tamanho-1 ))*T; % vetor auxiliar
rand('seed',sem1);
desviox=drift*Fc*(2*rand(1,1)-1)/1000000; % o desvio esta' entre -1 e 1 com distribuicao
% uniforme
rand('seed',sem2);
desviory=drift*Fc*(2*rand(1,1)-1 )/1 000000;
freqtx=Fc+desviox;
freqrx=Fc+desviory;
desviototal=freqtx-freqrx;
desviocomplexo=exp(j*2*pi*desviototal*t);

% Calculo do ruido branco gaussiano a ser adicionado
randn('seed',sem1);
RuidoReal=(randn( 1 ,length(entrada)));
randn('seed',sem2);
RuidoImag=(randn( 1 ,length(entrada)));
Ruido2=(RuidoReal)+(RuidoImag)*j; %Ruido com desvio padrao unitário
Std_saida=std(entrada);
L=( 10.^(SNR/20));
Std_Ruidototal=Std_saida/L;
Ruidototal=Ruido2*StdRuidototal;

% Modulacao
switch mod
case {'AM'}
    entrada-1+8*entrada; % Equivalente passa-baixa AM
case{'DSB'}
    %Equivalente passa-baixa DSB e a propria entrada
case{'U-SSB'}

```

```

    entrada=hilbert(entrada);%Equivalente passa-baixa USSB
case {'L-SSB'}
    entrada=real(hilbert(entrada))-j*imag(hilbert(entrada));%Equivalente passa-baixa LSSB
case {'FM'}
    integ=filter([ 5/Fs 5/Fs],[1 -1],entrada); % Modulacao FM - a fase vale o integral de
% x(t)-> filtro IIR simples
    faseFM=integ*pi/(max(abs(integ))); % Garante a fase entre -pi e +pi, evita
% ambiguidades na detecção
    entrada=cos(faseFM)+j*sin(faseFM); % sinal equivalente passa-baixas, amplitude
% constante
end
% Translação para a origem, conforme o modelo do canal para sinal analogico ->
% 1320=200+2240/2, metade da banda util.
entrada=entrada.*exp(-j*2*pi*1320*t);

% Calculo do efeito do canal em HF com 2 taps no filtro, metodo de Monte-Carlo
Retardo=round(retdiff/T); % Determina quantos taps ficarao nulos entre o primeiro e o
% ultimo, atrasando a entrada
FuncEspalhRet=zeros(tamanho,2); % Coeficientes que multiplicam as amostras atrasadas
% e nao atrasadas
an=zeros(2,ordem);
vn=zeros(2,ordem);
randn('seed'.sem1);
for i = i 2
    an(i,:)=(randn(1,ordem)+j*randn(1,ordem)); % Amplitude com distribuicao Rayleigh,
% conforme BISPO
end
randn('seed'.sem2),
for i=1:2
    vn(i,:)=espalham*randn(1,ordem), % Desvios Doppler,conforme BISPO
end
for i=1:2
    for k=1 floor (tamanho/div)

```

```

FuncEspalhRet(div*(k-1)+1:div*k,i)=[(ordem)^(-0.5)]*exp(j*2*pi*t*(div*(k-
l)+1:div*k)).*vn(i,:).*(an(i, :).') % Metodo de Monte-Carlo
end
end
y=zeros(2,tamanho);
y(1,:)=entrada. *(FuncEspalhRet(:,1).');
y(2,:)=filter([zeros(1,Retardo) 1],1,entrada).*(FuncEspalhRet(:,2).'); % Calculo da saida do
% filtro
saida=zeros(1,tamanho);
saida=y( 1, :)+y(2,:);

% Translação para o meio da banda util do canal
saida=saida. *exp(j*2*pi*1320*t);

%Adição do ruido branco calculado
saida=saida+Ruidototal;

% Desvio de frequencia dos osciladores locais:
distorcido=saida.*desviocomplexo;

% Demodulacao
switch mod
case {'AM'}
    envoltoria=abs(distorcido); % Demodulacao
    saida=envoltoria;
case {'TSSB'}
    sinais=sign(real(distorcido)); % Demodulacao
    envoltoria=abs(distorcido);
    saida=sinais. *envoltoria;
case {'U-SSB'}
    saida=real(distorcido); % Demodulacao, supondo deteccao sincrona
case {'L-SSB'}
    saida=real(distorcido); % Demodulacao, supondo deteccao sincrona
case {'FM'}

```

```

saida=distorcido(1:tamanho)-[0 distorcido(1:tamanho-1)], % Aqui obtem-se as
% derivadas da parte real e imaginaria e saida tem o formato r'(t)+j*i'(t)
% A informacao esta na derivada da fase num sinal FM, logo deriva-se a fase. A fase vale
% arctan(i(t)/r(t)), e derivando essa expressão se obtem que a derivada da fase vale
% (i'(t)*r(t)-i(t)*r'(t))/(r(t)^2+i(t)^2)

saida=(imag(saida).*real(distorcido)-imag(distorcido).*real(saida))./abs(distorcido);
end

% Passar o sinal pelo filtro de banda util no receptor
% Nesse filtro, em 8kHz: FL(3dB)=200Hz e FH(3dB)=2440Hz -> BW=2240Hz
Bfr=[0.41038672869491; -0.88349860668312; 1.18392825021596;
-1.54136799254654; 1.81353942132661; -1.72516120389892; 1.40188605455966;
-0.94717428830081; 0.28468233816494; 0.37198053629456; -0.90326296276614;
1.23394161248564; -1.35437100194963; 1.25753388823366; -1.04812385503261;
0.79400618504112; -0.54263183509816; 0.32012811843413; -0.14065553474653;
0.06283105933804; -0.03407676607373];
Afr=[ 1.00000000000000; -3.12719350194947; 6.23288469212664;
-10.23966745960198; 14.96437548923139; -19.44625832592831; 23.11683469222139;
-25.40366615850121; 25.88999095872713; -24.48680280694727; 21.57215665728035;
-17.66562019902865; 13.43562150720867; -9.46886054594944; 6.15346953679089;
-3.62363212511462; 1.88676674102436; -0.83305651910751; 0.33822986945528;
-0.11044579998824; 0.01576512754304];

% A função FILTFILT garante distorção de fase nula e não é necessário corrigir
% eventuais retardos de grupo,
sai da=filtfilt(Bfr, Afr, saida);

```


C - CÓDIGO FONTE DO ALGORITMO IMPLEMENTADO EM MATLAB 6.0 PARA SIMULAÇÃO DO MISTURADOR DE VOZ BASEADO NA DFT

```
% SCRAMDFT retoma o sinal submetido a uma mistura espectral dos coeficientes da DFT
% de N pontos.
%      saida=scramdft(entrada,finf,fsup,N,CIF,per,FIX, TP,BLOCK,ZCFB,Bper)
% O sinal é submetido a janelamento (janela retangular de tamanho N) e os coeficientes
% complexos da Transformada de Fourier são calculados via FFT. A falta de
% sincronismo inicial dos blocos é simulada.
% 'entrada'- vetor linha que corresponde ao sinal de voz de entrada PCM, 16 bits.
% 'saida'--- vetor linha que corresponde à voz submetida à mistura.
% 'finf---- freqüência inferior de 3dB normalizada a partir da qual se deseja misturar os
% coeficientes da DFT ( 0 < finf < 1, onde 1 equivale à metade da freq. de
% amostragem). Depende da banda útil do canal. Para simular toda a banda de
% Fs/2 deve-se fazer finf->0 mas diferente de zero.
% 'fsup'---- freqüência superior de 3dB normalizada abaixo da qual se deseja misturar
% os coeficientes da DFT ( 0 < fsup <= 1, onde 1 equivale à metade da freq.
% de amostragem). Depende da banda útil do canal.
% 'N'----- número de pontos da DFT (tamanho do bloco processado).
% 'CIF'----- Escolha entre cifragem usando a permutação 'per' ou decifragem usando a
% mesma:
% 'CIF': indica que deverá ser feita cifragem da voz usando 'per'.
% 'DEC': indica que deverá ser feita decifragem da voz usando 'per'.
% 'per'----- matriz contendo as permutações usadas na cifragem ou decifragem. Quando
% 'FIX' vale 'FIX', ou seja, permutação fixa no tempo, 'per' deve ser um vetor
% linha de tamanho [floor(N/2*fsup)-ceil(N/2*finf)+1] que contém uma
% permutação de índices desse mesmo tamanho (essa permutação deve ser pré-
% determinada por critérios de inteligibilidade da voz misturada
% espectralmente). Quando 'FIX' vale 'DIN', ou seja, permutação dinâmica no
% tempo, 'per' deve ser uma matriz cujo número de colunas vale
% [floor(N/2*fsup)-ceil(N/2*finf)+1] e com um número de linhas maior do que
% dois.
```

```

% 'FIX'----- Escolha entre o uso de uma permutação fixa e permutações dinâmicas:
%           'FIX': permutação fixa ('per' é um vetor linha) durante todo o processamento.
%           UM: permutações mudam no tempo ('per' é uma matriz), de TP em TP
%           blocos.
% 'TP'----- número de blocos que são cifrados/decifrados com a mesma permutação. Se
%           TP=1, as permutações serão diferentes para todos os blocos. Se TP=2, elas
%           mudarão de 2 em 2 blocos. Válido se FIX='DIN'.
% 'BLOCK'--- Erro de sincronismo inicial para a decifragem. Se BLOCK=0, o
%           sincronismo é perfeito e o primeiro bloco cifrado é exatamente igual ao
%           primeiro bloco a ser decifrado. Para BLOCK >0 e inteiro o erro será de
%           BLOCK amostras. Válido se CIF='DEC'.
% 'ZCFB'---- Zera coeficientes fora da banda útil do canal:
%           'S': Os coeficientes fora da banda útil do canal são zerados.
%           'N': Os coeficientes fora da banda útil do canal não são zerados.
% 'Bper'---- Tamanho da banda a ser permutada normalizada com a frequência de
%           amostragem, ou seja,  $0 \leq Bper \leq 0.5$  ( $Bper$  é calculado dividindo a banda
%           em Hz pela taxa de amostragem). Quando se permutam os coeficientes
%           da DFT um a um, cada um deles corresponde à uma banda de valor  $fs/N$ , onde
%            $fs$  é a frequência de amostragem. Mas se for necessário permutar não os
%           coeficientes, mas sim grupos deles, a banda a ser permutada
%           pode ser maior do que  $fs/N$ . Nesse caso,  $Bper=n/N$ , onde 'n' deve ser um
%           inteiro divisor do tamanho da banda útil do canal, cujo tamanho em
%           coeficientes DFT é  $[\text{floor}(N/2*fsup)-\text{ceil}(N/2*fmf)+1]$ .
%           Notar que 'n' é também o número de coeficientes agrupados para as
%           permutações. Assim,  $Bper$  só pode, neste algoritmo, assumir valores
%           conforme as condições acima. Notar que 'per' nesse caso deverá ter
%            $[\text{floor}(N/2*fsup)-\text{ceil}(N/2*finf)+1]/n$  colunas. Observar os
%           valores de  $Bper$ :
%           '0' : A banda assumida é  $fs/N$ , ou seja, os coeficientes são permutados um a
%           um.
%           valor não nulo: A banda assumida é o valor de entrada, respeitada a regra de
%            $Bper=n/N$  acima.
%-----

```

```

function saida=scramdft(entrada,finf,fsup,N,CEF,per,FIX,TP,BLOCK,ZCFB,Bper)
indiceinf=ceil(N/2*finf);
indicesup=floor(N/2*fsup);
tamanhoM=indicesup-indiceinf+1;
M=zeros(tamanhoM,tamanhoM);
if Bper~=0
    n=Bper*N,
    if FIX=='FIX'
        for i=1:tamanhoM/n
            for k=1:n
                M(k+n*(i-1),(per(i)-1)*n+k)= 1 ;
            end
        end
    else
        for i=1:tamanhoM/n
            for k=1:n
                M(k+n*(i-1),(per(1,i)-1)*n+k)= 1 ;
            end
        end
    end
end
else
    if FIX=='FIX'
        for i=1:tamanhoM
            M(i,per(i))=1;
        end
    else
        for r=1:tamanhoM
            M(r,per(1,r))=1;
        end
    end
end
end
if CIF=='DEC'
    M=M';
end

```

```

    entrada=[entrada(BLOCK+1 :size(entrada,2)) zeros(1,BLOCK)];
end
k=1;
p=2;
for i=1 :floor(size(entrada,2)/N) %Laço para os quadros
buffer=entrada(N*(i-1)+1:N*i);
coefDFT=fft(buffer,N);
coefDFT=[coefDFT coefDFT(1)];
coefscramb1=M*coefDFT(indiceinf:indicesup)';
coefscramb2=M*coefDFT(N+2-indiceinf:-1:N/2+2+N/2-indicesup)';
if FIX=='DIN'
    k=k+1;
    if k>TP
        k=1;
        M=zeros(tamanhoM,tamanhoM);
        if Bper~=0
            for r= 1 : tamanhoM/n
                for s=1:n
                    M(s+n*(r-1 ),(per(p,r)-1)*n+s)=1,
                end
            end
        else
            for r=1:tamanhoM
                M(r,per(p,r))=1;
            end
        end
        p=p+1;
        if p>size(per,1)
            P=1;
        end
        if CIF=='DEC'
            M=M';
        end
    end
end
end

```

```

end
if ZCFB=='N'
coefscramb=[coefDFT (1:indiceinf-1) coefscramb 1 ' coefDFT(indicesup+1 : N/2)
coefDFT(N/2+1) coefDFT(N/2+2:N+1 -indicesup) coefscramb2(indicesup-indiceinf+1 : -
1:1)' coefDFT(N+3-indiceinf:N)];
else
coefscramb=[zeros(1,indiceinf-1) coefscramb 1' zeros( 1 ,N/2-indicesup) 0 zeros(1,N/2-
indicesup) coefscramb2(indicesup-indiceinf+1:-1: 1)' zeros(1,indiceinf-2)];
end
saida(N*(i-1 )+1 :N*i)=real(iffc(coefscramb,N));
end

```

D - CÓDIGO FONTE DO ALGORITMO IMPLEMENTADO EM MATLAB 6.0 PARA SIMULAÇÃO DO MISTURADOR DE VOZ BASEADO NA DCT OU DST

```
% SCRAMDCST retoma o sinal submetido a uma mistura dos coeficientes da DCT ou
%
%           DST de N pontos.
%  saida=scramdcst(entrada,finf,fsup,N,CIF, per, FIX, TP, BLOCK, ZCFB,TRANSF,Bper)
%  As transformadas usadas são a DCT-II (Signal Processing Toolbox), DCT-IV (função
%  fdctiv que não faz parte do MATLAB) e DST-II (PDE ToolBox). O comando DCT e
%  IDCT integram o MATLAB. O sinal é submetido a janelamento (janela retangular de
%  tamanho N) e os coeficientes da Transformada Cosseno ou Seno são calculados. A
%
%           falta de sincronismo inicial dos blocos é simulada.
%
%           OBSERVAÇÃO:
%
%           A fim de minimizar a distorção causada pela anulação dos coeficientes abaixo da
%           frequência de corte inferior do canal (canal faixa estreita, com frequências de corte
%           finf e fsup), esses coeficientes são realocados no final da banda útil, com seu final
%           correspondendo a fsup. Dessa forma, o conteúdo espectral significativo que seria
%           anulado com os primeiros coeficientes será preservado, pois essa realocação é feita
%
%           antes da mistura e desfeita após a decifragem.
%
%
%           'entrada'- vetor linha que corresponde ao sinal de voz de entrada PCM, 16 bits.
%           'saida'--- vetor linha que corresponde à voz submetida à mistura.
%           'finf'---- frequência inferior de 3dB normalizada a partir da qual se deseja misturar os
%           coeficientes da transformada (  $0 < finf < 1$ , onde 1 equivale à metade da freq.
%           de amostragem). Depende da banda útil do canal. Para simular toda a banda
%           de  $F_s/2$  deve-se fazer  $finf > 0$  mas diferente de zero.
%           'fsup'---- frequência superior de 3dB normalizada abaixo da qual se deseja misturar
%           os coeficientes da transformada (  $0 < fsup \leq 1$ , onde 1 equivale à metade da
%           freq. de amostragem). Depende da banda útil do canal.
%           'N'----- número de pontos da transformada (tamanho do bloco processado).
%           'CIF'----- Escolha entre cifragem usando a permutação 'per' ou decifragem usando a
%
%           mesma:
%
%           'CIF': indica que deverá ser feita cifragem da voz usando 'per'.
```

```

%      'DEC': indica que deverá ser feita decifragem da voz usando 'per'.
%. 'per'----- matriz contendo as permutações usadas na cifragem ou decifragem. Quando
%      'FIX' vale 'FIX', ou seja, permutação fixa no tempo, 'per' deve ser um vetor
%      linha de tamanho  $\lceil \text{floor}(N \cdot f_{\text{sup}}) - \text{ceil}(N \cdot f_{\text{inf}}) + 1 \rceil$  que contém uma
%      permutação de índices desse mesmo tamanho (essa permutação deve ser pré-
%      determinada por critérios de inteligibilidade da voz misturada
%      espectralmente). Quando 'FIX' vale 'DIN', ou seja, permutação dinâmica no
%      tempo, 'per' deve ser uma matriz cujo número de colunas vale  $\lceil \text{floor}(N \cdot f_{\text{sup}}) -$ 
%       $\text{ceil}(N \cdot f_{\text{inf}}) + 1 \rceil$  e com um número de linhas maior do que dois.
% 'FIX' ---- Escolha entre o uso de uma permutação fixa e permutações dinâmicas:
%      'FIX': permutação fixa ('per' é um vetor linha) durante todo o processamento.
%      'DIN': permutações mudam no tempo ('per' é uma matriz), de TP em TP
%      blocos.
% 'TP'----- número de blocos que são cifrados/decifrados com a mesma permutação. Se
%      TP= 1, as permutações serão diferentes para todos os blocos. Se TP=2,
%      elas mudarão de 2 em 2 blocos. Válido se FIX='DIN'.
%      'BLOCK'--- Erro de sincronismo inicial para a decifragem. Se BLOCK=0, o
%      sincronismo é perfeito e o primeiro bloco cifrado é exatamente igual ao
%      primeiro bloco a ser decifrado. Para BLOCK >0 e
%      inteiro o erro será de BLOCK amostras. Válido se CIF='DEC'.
%      'ZCFB'---- Zera coeficientes fora da banda útil do canal:
%      'S': Os coeficientes fora da banda útil do canal são zerados, mas os
%      correspondentes menores que  $f_{\text{inf}}$  são realocados ao final da banda
%      útil. Válido se  $f_{\text{inf}} < f_{\text{sup}} - f_{\text{inf}}$ .
%      'N': Os coeficientes fora da banda útil do canal não são zerados.
%      'TRANSF'-- Tipo de transformada usada:
%      'DCTII': Utiliza o algoritmo próprio do MATLAB (Signal Processing
%      Toolbox)
%      'DCTIV': Utiliza o algoritmo da DCT IV.
%      'DST': Utiliza o algoritmo da DST do MATLAB (Partial Differential
%      Equation Toolbox)
%      'Bper'---- Tamanho da banda a ser permutada normalizada com a freqüência de
%      amostragem, ou seja,  $0 \leq B_{\text{per}} \leq 0.5$  ( $B_{\text{per}}$  é calculado dividindo a banda
%      em Hz pela taxa de amostragem). Quando se permutam os coeficientes

```

```

% da transformada um a um, cada um deles corresponde à uma banda de valor
% fs/(2N), onde fs é a frequência de amostragem. Mas se for necessário
% permutar não os coeficientes, mas sim grupos deles, a banda a ser
% permutada pode ser maior do que fs/(2N). Nesse caso, Bper=n/(2N), onde 'n'
% deve ser um inteiro divisor do tamanho da banda útil do canal, cujo tamanho
% em coeficientes da transformada é [floor(N*fsup)-ceil(N*finf)+1],
% Notar que 'n' é também o número de coeficientes agrupados para as
% permutações. Assim, Bper só pode, neste algoritmo, assumir valores conforme
% as condições acima. Notar que 'per' nesse caso deverá ter [floor(N*fsup)-
% ceil(N*finf)+1]/n colunas. Observar os valores de Bper:
% '0': A banda assumida é fs/(2N), ou seja, os coeficientes são permutados um a
% um.
% valor não nulo : A banda assumida é o valor de entrada, respeitada a regra de
% Bper=n/N acima.
%-----
% Universidade de Brasília - UnB - Departamento de Engenharia Elétrica

```

```

function
saida=scramdcst(entrada,finf,fsup,N,CIF,per,FIX,TP,BLOCK,ZCFB,TRANSF,Bper)
indiceinf=ceil(N*finf);
indicesup=floor(N*fsup);
tamanhoM=indicesup-indiceinf+1;
M=zeros(tamanhoM,tamanhoM),
if Bper~=0
    n=2*Bper*N;
    if FIX='FIX'
        for i=1:tamanhoM/n
            for k=1:n
                M(k+n*(i-1),(per(i)-1)*n+k)= 1;
            end
        end
    else
        for i=1:tamanhoM/n
            for k=1:n

```



```

        M(k+n*(i-1),(per(1,i)-1)*n+k)= 1,
    end
end
end
else
    if FIX=='FIX'
        for i=1:tamanhoM
            M(i,per(i))=1;
        end
    else
        for r=1:tamanhoM
            M(r,per(1,r))=1;
        end
    end
end
end
if CIF=='DEC'
    M=M';
    entrada=[entrada(BLOCK+1:size(entrada,2)) zeros(1,BLOCK)];
end
k=1;
p=2;
for i=1:floor(size(entrada,2)/N) %Laço para os quadros
    buffer=entrada(N*(i-1)+1:N*i);
    switch TRANSF
    case {'DCTII'}
        coefs=dct(buffer,N);
    case {'DCTIV'}
        coefs=dctiv(buffer);
    case {'DST'}
        coefs=dst(buffer,N);
    end
end
if ZCFB=='S' & CIF=='CIF'
    coefs(indicesup-indiceinf+2:indicesup)=coefs(1:indiceinf-1);
end
end

```

```

coefscramb=M*coefs(indiceinf:indicesup)',
if ZCFB='S' & CIF=='DEC'
    coefs( 1 : indiceinf-1 )=coefscramb(indicesup-2*indiceinf+3 : indicesup-indiceinf+1);
    coefscramb(indicesup-2*indiceinf+3 : indicesup-indiceinf+1 )=zeros(1,indiceinf-1);
end
if FIX='DIN'
    k=k+1 ;
    if k>TP
        k=1;
        M=zeros(tamanhoM,tamanhoM);
        if Bper~=0
            for r=1 :tamanhoM/n
                for s=1 :n
                    M(s+n*(r-1 ),(per(p,r)-1 )*n+s)= 1,
                end
            end
        else
            for r=1:tamanhoM
                M(r,per(p,r))=1;
            end
        end
        p=p+1;
        if p>size(per,1)
            p=1;
        end
        if CIF=='DEC'
            M=M';
        end
    end
end
end
if ZCFB=='N'
coefscramb=[coefs(1 : indiceinf-1) coefscramb' coefs(indicesup+1:N)];
else
    if CIF=='CIF'

```

```

    coefscramb=[zeros( 1 ,indiceinf-1 ) coefscramb' zeros(1 ,N-indicesup)];
else
    coefscramb=[coefs(1:indiceinf-1) coefscramb' zeros(1,N-indicesup)];
end
end
switch TRANS F
    case {'DCTII'}
        saida(N*(i-1)+1:N*i)=idct(coefscramb,N);
    case {'DCTIV'}
        saida(N*(i-1)+1:N*i)=dctiv(coefscramb);
    case {'DST'}
        saida(N*(i-1)+1:N*i)=idst(coefscramb,N);
end
end

```

E - CÓDIGO FONTE DO ALGORITMO IMPLEMENTADO EM MATLAB 6.0 PARA A MLT E DCT-IV

```
% MLT retoma os coeficientes da MLT (Modulated Lapped Transform) do bloco de
% entrada.
% [x,mem]=mlt(entrada,mem,log2N)
% 'entrada'- vetor linha que corresponde ao bloco de N amostras.
% 'x'----- vetor linha que corresponde ao bloco transformado, também com N amostras.
% 'mem'----- memória de N amostras correspondente ao atraso de l/z da transformada.
%      Como parâmetro de entrada deve ser originada do processamento do bloco
%      anterior, onde obtém-se 'mem' como saída. Dessa forma, 'mem' de entrada do
%      bloco atual corresponde a 'mem' de saída do bloco anterior. Para o
%      processamento inicial, pode assumir o valor zero (vetor linha com N zeros).
% 'log2N'--- logaritmo na base 2 do tamanho N do bloco.
%
% Referência: SIGNAL PROCESSING WITH LAPPED TRANSFORMS
%      HENRIQUE S. MALVAR
%      ARTECH HOUSE, MA, 1992
%-----
% Universidade de Brasília - UnB - Departamento de Engenharia Elétrica
function [x,mem]=mlt(x,mem,logm)
% Define m
m=2^logm;
m2=m/2;

% Calcula ângulos para as borboletas
nangles=m/2;
for i=0:nangles-1;
    ang(i+1)=(pi/2)-((pi/(2*m))*(i+0.5));
end
% Inicializa ponteiros para memoria
y=1;
yp=y,
```

```

wk=y+m2;
op1=wk;

% Calcula pesos para as borboletas
s=sin(ang);
c=cos(ang);
spc=-(s+c);
cms=c-s;

% Inicializa ponteiros para bloco de entrada
xp1=1;
xp2=m;

% Calcula as borboletas
for n=1:m2,
    tmp=s(n)*(x(xp1)+x(xp2));
    mem(op1)=spc(n)*x(xp1)+tmp;
    x(xp2)=cms(n)*x(xp2)+tmp;
    xp1=xp1+1;
    xp2=xp2-1;
    op1=op1+1;
end

x(1:m2)=mem(yp: yp+m2-1);
mem(yp:yp+m2-1 )=mem(wk:wk+m2-1);

% Inverte o vetor x
mem(wk: wk+m2-1 )=x(1:m2);
x(1:m2)=x(m2+1:m);
x(m2+1:m)=mem(wk: wk+m2-1);

% Calcula a DCT tipo 4
x=dctiv(x);

```

```

% IMLT retoma as amostras da MLT inversa (Modulated Lapped Transform) do bloco de
%
%                               entrada.
%
%                               [saida,mem]=mlt(x,mem,log2N)
%
%       'saida'--- vetor linha que corresponde ao bloco de N amostras temporais.
%
%       'x'----- vetor linha que corresponde ao bloco de N coeficientes da transformada.
%
%       'mem'----- memória de N amostras correspondente ao atraso de 1/z da transformada.
%
%       Como parâmetro de entrada deve ser originada do processamento do bloco
%       anterior, onde obtém-se 'mem' como saída. Dessa forma, 'mem' de entrada do
%       bloco atual corresponde a 'mem' de saída do bloco anterior. Para o
%       processamento inicial, pode assumir o valor zero (vetor linha com N zeros).
%
%       'log2N'--- logaritmo na base 2 do tamanho N do bloco.
%
%
%       Referência: SIGNAL PROCESSING WITH LAPPED TRANSFORMS
%
%                               HENRIQUE S. MALVAR
%
%                               ARTECH HOUSE, MA, 1992
%
%
%       Universidade de Brasília - UnB - Departamento de Engenharia Elétrica

function [x,mem]=imlt(x,mem,logm)

% Define m
m=2^logm;
m2=m/2;

% Calcula angulos para as borboletas
nangles=m/2;
for i=0:nangles-1;
    ang(i+1)=(pi/2)-((pi/(2*m))*(i+0.5));
end
% Calcula pesos para as Borboletas
s=sin(ang);
c=cos(ang);
spc=-(s+c);
cms=c-s;

```

```

% Inicializa ponteiros para memoria
y=1;
yp=y;
wk=y+m2;
opl=wk+m2-1;

% Calcula a DCT tipo 4
x=dctiv(x);

% Inverte o vetor x
mem(wk: wk+m2-1 )=x( 1: m2);
x(1: m2)=x(m2+1:m);
x(m2+1:m)=mem(wk: wk+m2-1);

% Inicializa ponteiros para bloco de entrada
xp1=1;
xp2=m;

% Calcula borboletas
mem(wk:wk+m2-1 )=mem(yp: yp+m2-1);
mem(yp: yp+m2-1 )=x(m2+1: m);

for n=1:m2,
    tmp=s(n)*(x(xp1)+mem(op1));
    x(xp1)=spc(n)*x(xp1)+tmp;
    x(xp2)=cms(n)*mem(op1)+tmp;
    xp1=xp1+1;
    xp2=xp2-1;
    op1=op1-1;
end

% DCTIV retoma a DCT tipo 4 do bloco de entrada.
% x=dctiv(entrada)

```

```

% 'entrada'- vetor linha que corresponde ao bloco de N amostras.
% 'x'----- vetor linha que corresponde ao bloco transformado, também com N amostras.
%
% Use este comando para obter a transformada inversa (DCT tipo 4 inversa).
% Referência: SIGNAL PROCESSING WITH LAPPED TRANSFORMS
%           HENRIQUE S. MALVAR
%           ARTECH HOUSE, MA, 1992

% Universidade de Brasília - UnB - Departamento de Engenharia Elétrica
function y=dctiv(x)
N=length(x);
b=x(1:2:N);
c=x(N:-2:1);
g=(b+i*c). *exp(-i*((0: N/2-1 )+0.25) * pi/N) ;
f=fft(g).*exp(-i*(0:N/2-1)*pi/N);
y(1:2:N)=real(f);
y(N:-2: 1)=-imag(f);
y=y*sqrt(2/N);

```


F - CÓDIGO FONTE DO ALGORITMO IMPLEMENTADO EM MATLAB 6.0 PARA SIMULAÇÃO DO MISTURADOR DE VOZ BASEADO NA MLT

```
% SCRAMMLT retoma o sinal submetido a uma mistura espectral dos coeficientes da
%
%                               MLT de N pontos.
%
%       saida=scrammlt(entrada,finf,fsup,N,CIF,per,FIX,TP,BLOCK,ZCFB,Bper)
%
% O sinal é submetido a janelamento (janela retangular de tamanho N) e os coeficientes
% reais da Modulated Lapped Transform são calculados. A falta de sincronismo inicial
%
%                               dos blocos é simulada.
%
%
%
%       'entrada'- vetor linha que corresponde ao sinal de voz de entrada PCM, 16 bits.
%
%       'saida'--- vetor linha que corresponde à voz submetida à mistura.
%
% 'finf'---- frequência inferior de 3dB normalizada a partir da qual se deseja misturar os
%
%       coeficientes da MLT (  $0 < finf < 1$ , onde 1 equivale à metade da freq. de
%
%       amostragem). Depende da banda útil do canal. Para simular toda a banda de
%
%                                $F_s/2$  deve-se fazer finf->0 mas diferente de zero.
%
% 'fsup'---- frequência superior de 3dB normalizada abaixo da qual se deseja misturar
%
%       os coeficientes da DFT ( $0 < fsup \leq 1$ , onde 1 equivale à metade da freq. de
%
%       amostragem). Depende da banda útil do canal.
%
% 'N'----- número de pontos da MLT (tamanho do bloco processado).
%
% 'CIF'----- Escolha entre cifragem usando a permutação 'per' ou decifragem usando a
%
%                               mesma:
%
%       'CIF': indica que deverá ser feita cifragem da voz usando 'per'.
%
%       'DEC': indica que deverá ser feita decifragem da voz usando 'per'.
%
% 'per'---- matriz contendo as permutações usadas na cifragem ou decifragem. Quando
%
%       'FIX' vale 'FIX', ou seja, permutação fixa no tempo, 'per' deve ser um vetor
%
%       linha de tamanho  $\lceil N*fsup \rceil - \lfloor N*finf \rfloor + 1$  que contém uma
%
%       permutação de índices desse mesmo tamanho (essa permutação deve ser pré-
%
%       determinada por critérios de inteligibilidade da voz misturada espectralmente).
%
%       Quando 'FIX' vale 'DIN', ou seja, permutação dinâmica no tempo, 'per' deve
%
%       ser uma matriz cujo número de colunas vale  $\lceil N*fsup \rceil - \lfloor N*finf \rfloor + 1$  e
%
%       com um número de linhas maior do que dois.
```

```

% 'FIX'----- Escolha entre o uso de uma permutação fixa e permutações dinâmicas:
%     'FIX': permutação fixa ('per' é um vetor linha) durante todo o processamento.
%     'DIN': permutações mudam no tempo ('per' é uma matriz), de TP em TP blocos.
% 'TP'----- número de blocos que são cifrados/decifrados com a mesma permutação. Se
%     TP=1, as permutações serão diferentes para todos os blocos. Se TP=2,
%     elas mudarão de 2 em 2 blocos. Válido se FIX='DIN'.
% 'BLOCK'--- Erro de sincronismo inicial para a decifragem. Se BLOCK=0, o
%     sincronismo é perfeito e o primeiro bloco cifrado é exatamente igual ao
%     primeiro bloco a ser decifrado. Para BLOCK >0 e inteiro o erro será de
%     BLOCK amostras. Válido se CIF='DEC'.
% 'ZCFB'---- Zera coeficientes fora da banda útil do canal:
%     'S': Os coeficientes fora da banda útil do canal são zerados.
%     'N': Os coeficientes fora da banda útil do canal não são zerados.
% 'Bper'---- Tamanho da banda a ser permutada normalizada com a frequência de
%     amostragem, ou seja,  $0 \leq Bper \leq 0.5$  (Bper é calculado dividindo a banda
%     em Hz pela taxa de amostragem). Quando se permutam os coeficientes
%     da transformada um a um, cada um deles corresponde à uma banda de valor
%      $fs/(2N)$ , onde fs é a frequência de amostragem. Mas se for necessário permutar
%     não os coeficientes, mas sim grupos deles, a banda a ser permutada pode ser
%     maior do que  $fs/(2N)$ . Nesse caso,  $Bper=n/(2N)$ , onde 'n' deve ser um inteiro
%     divisor do tamanho da banda útil do canal, cujo tamanho em coeficientes da
%     transformada é  $\lfloor N*fsup \rfloor - \lceil N*finf \rceil + 1$ . Notar que 'n' é também o
%     número de coeficientes agrupados para as permutações. Assim, Bper só pode,
%     neste algoritmo, assumir valores conforme as condições acima. Notar que 'per'
%     nesse caso deverá ter  $\lfloor N*fsup \rfloor - \lceil N*finf \rceil + 1$  / n colunas. Observar os
%     valores de Bper:
%     '0': A banda assumida é  $fs/(2N)$ , ou seja, os coeficientes são permutados um a
%     um.
%     valor não nulo : A banda assumida é o valor de entrada, respeitada a regra de
%      $Bper=n/N$  acima.

```

```

% Universidade de Brasília - UnB - Departamento de Engenharia Elétrica

```

```

function saida=scrammlt(entrada,finf,fsup,N,CIF,per,FIX,TP,BLOCK,ZCFB,Bper)

```

```

indiceinf=ceil(N*finf);
indicesup=floor(N*fsup);
tamanhoM=indicesup-indiceinf+1 ;
M=zeros(tamanhoM,tamanhoM);
if Bper~=0
    n=2*Bper*N;
    if FIX='FIX'
        for i=1:tamanhoM/n
            for k=1:n
                M(k+n*(i-1),(per(i)-1)*n+k)= 1 ;
            end
        end
    else
        for i=1:tamanhoM/n
            for k=1:n
                M(k+n*(i-1),(per(1,i)-1)*n+k)= 1 ;
            end
        end
    end
end
else
    if FIX=='FIX'
        for i=1:tamanhoM
            M(i,per(i))=1;
        end
    else
        for r=1:tamanhoM
            M(r,per(1,r))=1;
        end
    end
end
if CIF=='DEC'
    M=M';
    entrada=[entrada(BLOCK+1:size(entrada,2)) zeros(1,BLOCK)];
end

```

```

k=1;
p=2;
memoria_direta = zeros(1,N); % Inicializa memoria do retardo
memoria_inversa = zeros(1,N);

for i=1:floor(size(entrada,2)/N) %Laço para os quadros

    buffer=entrada(N*(i-1)+1 :N*i);
    [coefMLT,memoria_direta] = mlt(buffer,memoria_direta,log2(N));

    coefscrambl=M*coefMLT(indiceinf: indicesup)';

if FIX=='DIN'
    k=k+1;
    if k>TP
        k=1;
        M=zeros(tamanhoM,tamanhoM);
        if Bper~=0
            for r=1 :tamanhoM/n
                for s=1:n
                    M(s+n*(r-1),(per(p,r)-1)*n+s)= 1;
                end
            end
        else
            for r=1:tamanhoM
                M(r,per(p,r))=1;
            end
        end
        p=p+1;
        if p>size(per,1)
            p=1;
        end
    end
if CIF=='DEC'
    M=M';

```

```

        end
    end
end
if ZCFB='N'
coefscramb=[coefMLT(1:indiceinf-1) coefscramb1' coefMLT(indicesup+1:N)] ;
else
coefscramb = [zeros(1,indiceinf-1) coefscramb 1' zeros(1,N-indicesup)];
end
[x_i,memoria_inversa] = imlt(coefscramb,memoria_inversa,log2(N));
saida(N*(i-1)+1:N*i) = x_i;

end % for

```

G - CÓDIGO FONTE DO ALGORITMO IMPLEMENTADO EM MATLAB 6.0 PARA A MEDIDA SSNR

```
% SSNRDIST retoma a distância SSNR (Segmental Spectral Signal do Noise Ratio) entre
%
%           os sinais original e distorcido.
%           dist=ssnrdist(original,distorcido,N)
%   Os sinais podem ter tamanhos diferentes, mas devem estar SINCRONIZADOS (as
%           ultimas amostras do maior vetor sao desconsideradas).
%
% 'dist'----- distância SSNR
% 'N'----- tamanho do quadro
% 'original'----- vetor linha que corresponde ao sinal original.
% 'distorcido'---- vetor linha que corresponde ao sinal distorcido.

% Universidade de Brasília - UnB - Departamento de Engenharia Elétrica

function dist=ssnrdist(original,distorcido,N)
tamanho=min(length(original),length(distorcido));
dist=0;
original=(original-mean(original))/std(original);
distorcido=(distorcido-mean(distorcido))/std(distorcido);
maxenergy=0,
contquadros=0;
quadros=buffer(original,N);
for k= 1: size(quadros,2)
    if sum(quadros(:,k). ^2)>maxenergy
        maxenergy=sum(quadros(:,k). ^2);
    end
end
limiar=maxenergy*(10^-1.5); % 15 dB abaixo da maxima, nivel de silencio
for i= 1: floor(tamanho/N) %Laço para as janelas:
bufferori=original(N*(i-1)+1:N*i);
if sum(bufferori.^2)>limiar
```

```
contquadros=contquadros+1 ;
bufferdistor=distorcido(N*(i-1)+1 :N*i);
especori=fft(bufferori),
especdist=fft(bufferdistor);
dist=dist+10*log10(sum(abs(especori).^2)/sum((abs(especori-especdist)).^2));
end
end
dist=dist/contquadros; %media das distancias entre os quadros
```

H - CÓDIGO FONTE DO ALGORITMO IMPLEMENTADO EM MATLAB 6.0 PARA A MEDIDA DA DISTÂNCIA DE ITAKURA

```
% LPCDIST retoma a distância LPC de ITAKURA entre os sinais original e distorcido.
%
%           dist=lpcdist(original, distorcido, N,p)
% Os sinais sao divididos em quadros de tamanho N. Os sinais original e distorcido
%           devem estar SINCRONIZADOS.
%           Os sinais podem ter tamanhos diferentes (as ultimas amostras
%           do maior vetor sao desconsideradas).
%
%
% 'dist'----- distância LPC de ITAKURA
% 'original'----- vetor linha que corresponde ao sinal original.
% 'distorcido'---- vetor linha que corresponde ao sinal distorcido.
% 'N'----- tamanho do quadro analisado
% 'p'----- ordem do preditor linear

% Universidade de Brasília - UnB - Departamento de Engenharia Elétrica

function dist=lpcdist(original,distorcido,N,p)
tamanho=min(length(original),length(distorcido));
dist=0;
original=(original-mean(original))/std(original);
distorcido=(distorcido-mean(distorcido))/std(distorcido);
maxenergy=0;
contquadros=0;
jan=hanning(N)';
quadros=buffer(original,N,N/2);
for k=1: size(quadros,2)
    if sum((quadros(:,k)'. *jan). ^2)>maxenergy
        maxenergy=sum((quadros(:,k)'. *jan). ^2);
    end
end
limiar=maxenergy*(10^-1,5); % 15 dB abaixo da maxima, nivel de silencio
```



```

quadrosdistor=buffer(distorcido,N,N/2);
for i=1 :size(quadrosdistor,2) %Laço para as janelas:
bufferori=quadros(:,i)';
if sum((bufferori.*jan).^2)>limiar
    contquadros=contquadros+1 ;
    bufferdistor=quadrosdistor(:,i)';
    R=autocorr(bufferdistor);
    Rcorr=R(1:p+1);
    V=toeplitz(Rcorr);
    b=real(lpc(bufferdistor,p));
    a=real(lpc(bufferori,p));
    dist=log((a*V*a')/(b*V*b'))+dist;
end
end
dist=dist/contquadros;

```

I - LISTAS DE FRASES FONETICAMENTE BALANCEADAS UTILIZADAS NAS LOCUÇÕES DO CORPUS

LISTA 1 — 259 fones e $\chi^2= 11,847$

1. A questão foi retomada no congresso.
2. Leila tem um lindo jardim.
3. O analfabetismo é a vergonha do país.
4. A casa foi vendida sem pressa.
5. Trabalhando com união rende muito mais.
6. Recebi nosso amigo para jantar.
7. A justiça é a única vencedora.
8. Isso se resolverá de forma tranqüila.
9. Os pesquisadores acreditam nessa teoria.
10. Sei que atingiremos o objetivo.

LISTA 2—176 fones e $\chi^2=10,433$

1. Nosso telefone quebrou.
2. Desculpe se magoei o velho.
3. Queremos discutir o orçamento.
4. Ela tem muita fome.
5. Uma índia andava na mata.
6. Zé, vá mais rápido!
7. Hoje dormirei bem.
8. João deu pouco dinheiro.
9. Ainda são seis horas.
10. Ela saía discretamente.

LISTA 3—229 fones e $\chi^2= 12,123$

1. Eu vi logo a Iôio e o Léo.
2. Um homem não caminha sem um fim.
3. Vi Zé fazer essas viagens seis vezes.
4. O atabaque do Tito é coberto com pele de gato.
5. Ele lê no leito de palha.

6. Paira um ar de arara rara no rio Real.
7. Foi muito difícil entender a canção.
8. Depois do almoço te encontro.
9. Esses são nossos times.
10. Procurei Maria na copa.

LISTA 4 — 255 fones e $\chi^2=12,237$

1. A pesca é proibida nesse lago.
2. Espero te achar bem quando voltar.
3. Temos muito orgulho da nossa gente.
4. O inspetor fez a vistoria completa.
5. Ainda não se sabe o dia da maratona.
6. Será muito difícil conseguir que eu venha.
7. A paixão dele é a natureza.
8. Você quer me dizer a data?
9. Desculpe, mas me atrasei no casamento.
10. Faz um desvio em direção ao mar!

LISTA 5 — 274 fones e $\chi^2=11,346$

1. A velha leoa ainda aceita combater.
2. É hora do homem se humanizar mais.
3. Ela ficou na fazenda por uma hora.
4. Seu crime foi totalmente encoberto.
5. A escuridão da garagem assustou a criança.
6. Ontem não pude fazer minha ginástica.
7. Comer quindim é sempre uma boa pedida.
8. Hoje eu irei precisar de você.
9. Sem ele o tempo flui num ritmo suave.
10. A sujeira lançada nos rios contamina os peixes.

LISTA 6 — 287 fones e $\chi^2=11,431$

1. O jogo será transmitido bem tarde.

2. É possível que ele esteja fora de perigo.
3. A explicação pode ser encontrada na tese.
4. Meu vôo tinha sido marcado para as cinco.
5. Daqui a pouco a gente irá pousar.
6. Estou certo de que mereço a atenção dela.
7. Era um belo enfeite todo de palha.
8. O comércio daqui tem funcionado bem.
9. É a minha chance de esclarecer a notícia.
10. A visita transformou-se numa reunião íntima.

LISTA 7 — 299 fones e $\chi^2=13,530$

1. O cenário da história é um subúrbio do Rio.
2. Eu tenho ótima razão para festejar.
3. A pequena nave medirá o campo magnético.
4. O prêmio será entregue sem sessão solene.
5. A ação se passa numa cidade calma.
6. Ela e o namorado vão a Portugal de navio.
7. O adiamento surpreendeu a mim e a todos.
8. A gente sempre colhe o que planta.
9. Aqui é onde existem as flores mais interessantes.
10. A corrida de inverno aconteceu com vibração.

LISTA 8 — 283 fones e $\chi^2=13,457$

1. Esse empreendimento será de enorme sucesso.
2. As feiras livres não funcionam amanhã.
3. Fumar é muito prejudicial à saúde.
4. Entre com seu código e o número da conta.
5. Reflita antes e discuta depois.
6. As aulas dele são bastante agradáveis.
7. Usar adjetivos pode ser desastroso.
8. O clima não é mau em Calcutá.
9. A locomotiva vem sem muita carga.
10. Ainda é uma boa temporada para o cinema.

LISTA 9 — 296 fones e $\chi^2=14,537$

1. Os maiores picos da terra ficam debaixo d'água.
2. A inauguração da vila é quarta-feira.
3. Só vota quem tiver título de eleitor.
4. É fundamental buscar a razão da existência.
5. A temperatura só é boa mais cedo.
6. Em muitas regiões a população está diminuindo.
7. Nunca se pode ficar em cima do muro.
8. Pra quem vê de fora o panorama é desolador.
9. É bom te ver colhendo flores.
10. Eu me banho no lago ao amanhecer.

LISTA 10 — 289 fones e $\chi^2=13,808$

1. É fundamental chegar a uma solução comum.
2. Há previsão de muito nevoeiro no Rio.
3. Muitos móveis virão as cinco da tarde.
4. A casa pode desabar em algumas horas.
5. O candidato falou como se estivesse eleito.
6. A idéia é falha, mas interessa.
7. O dia está bom para passear no quintal.
8. Minhas correspondências não estão em casa.
9. A saída para a crise dele é o diálogo.
10. Finalmente o mau tempo deixou o continente.

LISTA 11 — 311 fones e $\chi^2=14,835$

1. Um casal de gatos come no telhado.
2. A cantora foi apresentar seu grande sucesso.
3. Lá é um lugar ótimo para tomar uns chopinhos.
4. O musical consumiu sete meses de ensaio.
5. Nosso baile inicia após as nove.
6. Apesar desses resultados, tomarei a decisão.
7. A verdade não poupa nem as celebridades.
8. As queimadas devem diminuir este ano.

9. O vão entre o trem e a plataforma é muito grande.
10. Infelizmente não compareci ao encontro.

LISTA 12 — 291 fones e $\chi^2= 13,278$

1. As crianças conheceram o filhote de ema.
2. A bolsa de valores ficou em baixa.
3. O congresso volta atrás em sua palavra.
4. A médica receitou que eles mudassem de clima.
5. Não é permitido fumar no interior do ônibus.
6. A apresentação foi cancelada por causa do som.
7. Uma garota foi presa ontem à noite.
8. O prato do dia é couve com atum.
9. Eu viajarei ao Canadá amanhã.
10. A balsa é o meio de transporte daqui.

LISTA 13—274 fones e $\chi^2= 13,078$

1. O grêmio ganhou a quadra de esportes.
2. Hoje irei à vila sem meu filho.
3. Essa magia não acontece todo dia.
4. Será bom que você estude esse assunto.
5. O menu incluía pratos bem saborosos.
6. Podia dizer as horas por favor?
7. A casa é ornamentada com flores do campo.
8. A terra é farta, mas não infinita.
9. O sinal emitido é captado por receptores.
10. A mensalidade aumentou mais que a inflação.

LISTA 14 — 273 fones e $\chi^2=12,023$

1. O tele-jornal termina às sete da noite.
2. A cabine telefônica fica na próxima rua.
3. Defender a ecologia é defender a vida.
4. Nesse verão o calor será insuportável.
5. Um jardim exige muito trabalho.

6. O mamão que eu comprei estava ótimo.
7. Meu primo falará com a gerência amanhã.
8. De dia apague as luzes.
9. A sociedade uruguaia tem que se mobilizar.
10. Suas atitudes são bem claras.

LISTA 15 — 283 fones e $\chi^2=11,991$

1. Dezenas de cabos eleitorais buscavam apoio.
2. A vitória foi paga com muito sangue.
3. Nossa filha tem amor por animais.
4. Esse peixe é mais fatal que certas cobras.
5. O time continua lutando pelo sucesso.
6. Essa medida foi devidamente alterada.
7. O estilete é uma arma perigosa.
8. Aguarde, quinta eu vou jantar em casa.
9. A mudança é lenta, porém duradoura.
10. O clima não é mais seco no interior.

LISTA 16 — 315 fones e $\chi^2=13,466$

1. A sensibilidade indicará a escolha.
2. A Amazônia é a reserva ecológica do globo.
3. O ministério mudou demais com a eleição.
4. Novos rumos se abrem para a informática.
5. O capital de uma empresa depende da produção.
6. Se não fosse ela, tudo teria sido contido.
7. A principal personagem no filme é uma gueixa.
8. Receba seu jornal em casa.
9. A juventude tinha que revolucionar a escola.
10. A atriz terá quatro meses para ensaiar seu canto.

LISTA 17 — 230 fones e $\chi^2=10,741$

1. Muito prazer em conhecê-lo.
2. Eles estavam sem um bom equipamento.

3. O sol ilumina a fachada de tarde.
4. A correção do exame está coerente.
5. As portas são antigas.
6. Sobrevoamos Natal acima das nuvens.
7. Trabalhei mais do que podia.
8. Hoje eu acordei muito calmo.
9. Esse canal é pouco informativo.
10. Parece que nascemos ontem.

LISTA 18 — 290 fones e $\chi^2=13,894$

1. Receba meus parabéns pela apresentação.
2. Eu planejei uma viagem no feriado.
3. No lado de cá do rio há uma boa sombra.
4. A maioria dos visitantes gosta deste monumento.
5. Minha filha é especialista em música sacra.
6. A casa só tem um quarto.
7. A duração do simpósio é de cinco dias.
8. Ao contrário de nossa expectativa, correu tranqüilo.
9. A intenção é obter apoio do governante.
10. A fila aumentou ao longo do dia.

LISTA 19 — 277 fones e $\chi^2=13,310$

1. À noite a temperatura deve ir a zero.
2. A proposta foi inspecionada pela gerência.
3. O quadro mostra uma face do cotidiano.
4. Já era bem tarde quando ele me abordou.
5. O canário canta ao amanhecer.
6. A lojinha fica bem na esquina de casa.
7. Meu time se consagrou como melhor.
8. Um instituto deve servir a sua meta.
9. Ele entende quando se fala pausadamente.
10. Seu saldo bancário está baixo.

LISTA 20 — 278 fones e $\chi^2=12,449$

1. O termômetro marcava um grau.
2. O discurso de abertura é bem longo.
3. Eu precisei de microfone na conferência.
4. Joyce esticou sua temporada até quinta.
5. Nada como um almoço ao ar livre.
6. Nossa filha é a primeira aluna da classe.
7. Gostaria de deitar um pouco.
8. Não fizemos uma viagem muito cansativa.
9. Ainda tenho cinco telefonemas para dar.
10. Os hotéis do oeste são fantásticos.

J - PERMUTAÇÕES UTILIZADAS NAS SIMULAÇÕES.

8	2	7	4	3	6	9	5	1
6	7	1	2	5	3	9	4	8
6	3	7	9	8	4	1	5	2
4	3	2	9	6	8	1	5	7
6	3	8	2	4	7	9	5	1
5	6	8	4	3	1	9	7	2
1	3	7	6	2	9	5	4	8
5	9	6	4	7	1	3	8	2
3	6	5	2	8	7	4	9	1
4	7	6	2	9	8	3	1	5
2	9	1	4	7	5	8	6	3
7	5	3	6	4	8	2	9	1
3	4	7	1	8	2	6	5	9
7	3	1	5	4	2	8	6	9
5	7	3	4	6	9	2	8	1
7	3	1	4	9	6	2	8	5
9	8	1	2	5	7	6	3	4
2	9	6	5	1	3	8	7	4
1	4	9	2	5	3	6	8	7
4	3	2	1	8	9	5	6	7
1	8	6	5	2	3	9	7	4
4	5	9	7	2	3	6	8	1
9	1	5	4	6	7	3	8	2
1	6	8	5	2	9	3	7	4
4	5	7	2	9	6	3	8	1
4	3	5	2	6	8	1	9	7
6	8	7	4	3	2	1	9	5
9	5	8	4	3	6	1	7	2
9	6	1	7	8	2	3	5	4
4	7	9	5	2	3	8	1	6
7	3	4	8	9	1	5	2	6
6	5	3	1	7	2	4	9	8

3 6 5 2 7 4 9 1 8
8 3 6 4 5 9 7 2 1
8 5 6 1 4 3 7 9 2
9 3 7 5 2 6 4 1 8
6 2 4 7 9 8 1 5 3
3 9 1 2 8 5 6 7 4
4 5 6 1 7 8 3 2 9
9 5 2 3 8 1 4 6 7
4 7 6 5 2 3 1 8 9
3 6 1 7 9 5 4 8 2
8 3 1 9 2 5 6 4 7
2 4 7 6 8 5 1 3 9
5 9 3 1 6 2 4 7 8
4 1 8 7 2 3 5 9 6
8 9 5 3 1 6 7 4 2
6 9 8 7 5 4 1 3 2
5 9 4 6 2 7 1 3 8
7 5 9 6 2 1 4 3 8
1 7 5 4 9 2 3 6 8
4 2 7 8 3 6 1 5 9
4 2 8 6 3 1 7 5 9
3 9 8 6 1 4 2 7 5
3 6 1 4 8 7 9 2 5
6 5 4 7 3 2 8 1 9
1 5 7 4 3 9 8 2 6
7 5 1 8 2 3 9 6 4
4 7 5 2 9 1 6 3 8
3 2 1 4 6 9 5 8 7
1 2 4 6 3 9 7 5 8
4 8 7 9 5 2 6 3 1
9 8 6 7 2 4 1 3 5
1 6 3 4 8 2 7 9 5
5 3 7 1 6 4 8 9 2
6 8 3 2 9 4 7 1 5

5 1 3 9 6 2 7 4 8
4 3 9 8 7 1 2 5 6
9 6 3 2 5 8 7 1 4
1 7 4 3 6 2 9 8 5
3 8 6 1 2 7 9 5 4
7 9 1 4 2 6 8 3 5
9 8 4 5 6 7 1 2 3
8 4 5 3 6 7 2 1 9
1 4 3 6 2 9 8 7 5
5 2 9 1 3 4 8 7 6
5 1 3 6 9 4 2 8 7
2 8 3 4 6 5 7 9 1
7 8 5 1 6 2 9 4 3
2 7 6 4 8 3 1 5 9
6 8 5 9 7 2 3 4 1
4 1 9 3 8 6 2 5 7
9 1 8 6 2 3 4 5 7
9 1 2 3 6 5 7 4 8
8 6 9 5 7 3 4 1 2
6 4 3 1 8 7 9 2 5
9 2 4 1 7 3 8 5 6
1 6 2 7 4 8 3 9 5
4 1 9 5 7 2 3 8 6
6 3 4 5 1 9 8 2 7
8 6 7 4 9 1 3 2 5
6 5 4 1 7 8 9 3 2
3 2 9 8 1 4 6 7 5
6 2 3 4 7 9 1 5 8
5 6 4 9 7 1 2 8 3
3 2 7 5 1 8 4 6 9
6 8 4 1 5 3 9 2 7
3 2 7 4 1 9 6 8 5
7 9 1 6 5 4 3 2 8
8 5 6 7 2 9 3 1 4

1	4	6	8	9	7	5	2	3
8	7	2	9	3	5	1	6	4
3	9	7	8	5	1	6	2	4
6	1	5	3	2	7	8	9	4
5	8	2	4	3	6	1	7	9
5	4	6	9	7	2	3	1	8
8	1	4	5	3	9	6	2	7
7	2	4	6	9	1	3	8	5
8	3	6	5	1	9	7	2	4
7	2	3	1	4	8	5	9	6
8	5	7	3	9	1	4	6	2
4	2	8	9	7	3	5	6	1
7	9	5	8	6	2	1	4	3
6	9	7	3	8	5	4	2	1
8	1	5	4	2	6	9	7	3
9	2	3	1	7	5	8	6	4
1	7	6	3	2	4	9	8	5
1	2	3	8	7	9	5	4	6
8	1	2	5	7	3	4	9	6
7	3	2	6	5	9	1	8	4
4	1	6	5	3	8	2	9	7
5	8	9	3	6	7	1	2	4
1	6	8	4	5	2	7	3	9
4	3	9	5	7	6	8	1	2
8	4	6	7	9	2	5	1	3
5	6	9	1	4	8	2	3	7
8	4	5	2	7	9	1	3	6
1	8	4	9	2	6	5	3	7
9	8	2	5	6	3	4	7	1
5	9	8	1	4	6	2	3	7
3	5	2	6	4	9	1	7	8
8	4	7	3	9	5	1	6	2
6	1	9	8	4	7	5	2	3
4	3	1	9	7	5	2	6	8

4 1 9 2 6 3 7 5 8
9 4 7 2 5 3 1 8 6
7 3 5 9 4 6 8 2 1
2 3 1 4 7 9 5 6 8
4 1 6 8 7 5 2 9 3
7 1 3 5 4 2 6 8 9
9 6 1 2 5 7 4 3 8
3 7 8 4 2 6 5 9 1
3 6 7 2 1 4 5 9 8
8 4 1 6 2 5 3 9 7
5 1 8 6 4 3 9 7 2
7 8 1 5 2 3 4 9 6
1 6 3 5 7 2 4 9 8
1 7 9 3 5 8 4 6 2
5 3 9 8 4 1 7 6 2
1 6 2 5 7 4 8 3 9
6 9 4 7 1 3 5 8 2
4 1 6 3 9 2 8 5 7
8 3 2 5 9 7 6 4 1
6 7 1 5 9 4 8 3 2
4 2 9 5 1 3 8 7 6
3 4 9 8 7 2 5 1 6
8 6 9 3 1 4 5 2 7
2 3 4 5 6 7 8 1 9
2 5 1 9 4 6 3 7 8
8 1 9 3 7 6 5 4 2
7 3 4 6 8 1 2 9 5
5 1 4 6 2 9 8 3 7
3 4 2 8 6 7 1 5 9
6 7 2 4 5 8 3 1 9
2 5 3 6 9 4 7 1 8
5 2 8 4 6 7 1 3 9
4 1 9 3 8 2 7 6 5
1 6 2 9 5 7 4 8 3

5 8 1 7 9 **6** **2** 4 3
1 **6** **2** 8 7 3 5 4 9
4 **2** 1 5 8 9 7 6 3
3 9 6 2 5 4 7 8 1
3 8 9 1 5 **2** 6 4 7
1 9 7 6 4 3 8 2 5
7 **2** 4 3 1 5 9 8 6
3 2 9 6 8 7 4 5 1
2 4 9 5 8 **6** 7 3 1
9 7 **2** 5 4 **6** 1 3 8
3 9 8 **2** 4 5 6 7 1
3 5 **6** 7 9 1 4 2 8
5 9 7 3 1 4 8 **6** 2
5 2 3 8 9 7 4 1 **6**
2 1 3 7 8 6 5 4 9
4 8 **2** 7 6 9 5 1 3
4 9 **2** 5 3 7 6 1 8
8 5 9 3 6 2 1 4 7
4 2 1 3 7 5 **6** 9 8
1 3 6 7 4 **2** 9 8 5
1 4 3 7 5 8 9 **2** 6
1 4 5 **6** 8 9 **2** 3 7
5 8 **6** 1 4 7 9 3 **2**
5 **2** 4 8 7 1 6 9 3
3 5 9 **6** 8 **2** 7 4 1
3 1 5 9 7 8 **6** 4 **2**
6 **2** 3 4 1 8 9 7 5
9 5 4 7 3 **6** 8 1 **2**
9 8 **2** 5 1 7 3 **6** 4
1 **2** 5 7 **6** 4 9 8 3
8 4 6 7 5 **2** 1 9 3
1 3 9 8 5 **2** 7 6 4
3 7 4 **6** 8 1 **2** 5 9
6 7 5 9 4 2 1 8 3

8 4 1 7 5 **2** **6** 3 9
7 1 **2** 5 3 **6** 4 9 8
9 5 **2** **6** 4 3 7 8 1
2 5 4 9 **6** 7 1 8 3
4 2 1 6 7 8 3 5 9
5 8 1 4 **2** 9 6 7 3
9 8 **6** **2** 7 5 1 4 3
2 1 9 7 4 5 6 8 3
1 3 9 8 6 **2** 4 7 5
9 4 **2** 3 5 7 1 **6** 8
7 3 **2** 4 1 9 6 8 5
3 **6** 8 1 7 4 2 5 9
6 7 1 **2** 3 5 8 4 9
3 9 1 7 4 **2** 6 5 8
2 5 4 7 9 1 **6** 8 3
9 **2** 7 1 8 3 6 5 4
7 **6** 1 5 4 8 **2** 3 9
7 3 4 1 **2** 9 5 **6** 8
8 6 4 3 9 1 5 **2** 7
4 7 **6** 5 9 3 **2** 1 8
7 5 9 **6** 1 8 **2** 4 3
4 9 **2** 8 7 **6** 1 5 3
9 3 4 8 7 **6** 1 5 2
4 1 **6** 5 8 9 7 3 2
9 4 3 **8** 7 **2** 5 1 **6**
1 **2** 3 7 8 5 9 6 4
9 **6** 1 4 8 **2** 5 3 7
4 **2** 3 **6** 1 9 5 7 8
6 9 5 1 8 7 3 4 **2**
9 7 **2** 4 3 8 1 **6** 5
8 **2** 7 5 1 4 **6** 9 3
4 7 5 9 8 **2** 1 3 6
6 3 9 4 1 7 8 **2** 5
7 **1** 9 5 2 **6** 8 3 4

9	4	2	1	6	8	3	7	5
8	3	1	5	7	2	4	9	6
6	9	2	3	5	8	4	1	7
9	1	3	7	6	5	2	8	4
7	1	5	4	6	8	9	3	2
9	2	5	1	4	8	7	6	3
7	6	1	4	8	2	5	9	3
7	3	8	5	9	4	6	1	2
1	3	8	5	6	2	9	7	4
5	6	1	3	8	7	2	9	4
5	4	3	1	2	7	9	6	8
6	5	9	7	3	4	2	8	1
4	9	1	6	2	3	7	8	5
4	1	2	5	6	8	7	9	3
8	5	9	1	2	7	4	3	6
5	7	1	3	6	2	8	9	4
8	4	1	3	2	9	7	5	6
1	9	5	4	8	2	6	7	3
9	6	2	8	4	3	7	5	1
2	1	9	8	7	5	6	4	3

K - DIVERSIFICAÇÃO DOS LOCUTORES QUE COMPÕEM O CORPUS.

Legenda utilizada:

- SE: sexo masculino (M) ou feminino (F).
- ID: idade em anos.
- AL: altura em metros.
- PE: peso em quilos.
- NA: naturalidade (cidade e estado).
- TM: tempo de moradia fora da região de naturalidade — anos (a) e meses (m).
- GE: grau de escolaridade completo ou incompleto (1º, 2º ou 3º).
- DG: data de gravação.

Tabela K. 1 - Diversificação dos locutores que compõem o corpus.

DIVERSIFICAÇÃO DOS LOCUTORES								
	SE	ID	AL	PE	NA	TM	GE	DG
1	F	31	1,65	45	Goiânia-GO	1 a 5m	3º	25/05/01
2	F	26	1,50	45	Loanda-MS	0 a 9m	3º	31/05/01
3	F	21	1,57	58	Rio de Janeiro-RJ	3 a 0m	2º	02/06/01
4	F	25	1,68	60	Volta Redonda-RJ	1 a 0m	3º	13/06/01
5	F	30	1,63	53	Niterói-RJ	0 a 0m	3º	13/06/01
6	F	39	1,70	67	Rio de Janeiro-RJ	3 a 0m	3º	13/06/01
7	F	27	1,60	48	Gov. Valadares-MG	2 a 4m	3º	14/06/01
8	F	28	1,59	59	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3º	19/06/01
9	F	23	1,72	59	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3º	20/06/01
10	F	17	1,63	54	Campo Grande-MS	0 a 6m	2º	20/06/01
11	F	18	1,64	61	Belém-PA	0 a 6m	2º	20/06/01
12	F	18	1,55	50	Rio de Janeiro	0 a 0m	2º	20/06/01
13	F	29	1,70	52	Juiz de Fora-MG	3 a 0m	3º	21/06/01
14	F	23	1,60	53	Rio de Janeiro-RJ	5 a 0m	3º	27/09/01
15	F	20	1,59	52	Rio de Janeiro-RJ	4 a 0m	3º	30/09/01
16	F	20	1,57	58	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3º	30/09/01
17	M	24	1,75	63	Três de Maio-RS	1 a 5m	3º	25/05/01
18	M	28	1,88	98	Imperatriz-MA	2 a 5m	3º	25/05/01
19	M	51	1,54	54	Santa Maria-RS	0 a 4m	3º	29/05/01
20	M	26	1,80	74	Campina Grande-PB	0 a 8m	3º	29/05/01
21	M	26	1,85	79	Belo Horizonte-MG	10 a 0m	3º	29/05/01
22	M	33	1,65	67	São Luiz-MA	0 a 4m	3º	29/05/01
23	M	34	1,81	83	Niterói-RJ	0 a 4m	3º	29/05/01
24	M	29	1,80	75	Gabão-Africa	7 a 0m	3º	30/05/01
25	M	37	1,78	105	Rio de Janeiro-RJ	2 a 0m	3º	31/05/01

DIVERSIFICAÇÃO DOS LOCUTORES								
	SE	ID	AL	PE	NA	TM	GE	DG
26	M	21	1,74	68	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	01/06/01
27	M	22	1,86	82	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	01/06/01
28	M	22	1,81	68	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	01/06/01
29	M	28	1,75	89	Marília-SP	7 a 0m	3°	02/06/01
30	M	30	1,95	90	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	08/06/01
31	M	30	1,68	70	Fortaleza-CE	10 a 0m	3°	13/06/01
32	M	25	1,79	86	São Luiz-MA	0 a 1m	3°	13/06/01
33	M	33	1,65	45	Volta Redonda-RJ	15 a 0m	3°	13/06/01
34	M	24	1,72	62	Jandaia do Sul-PR	1 a 0m	3°	19/06/01
35	M	31	1,83	85	Recife-PE	15 a 0m	3°	20/06/01
36	M	22	1,85	81	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	20/06/01
37	M	23	1,75	65	Rio de Janeiro-RJ	15 a 0m	3°	20/06/01
38	M	33	1,75	71	Recife-PE	27 a 0m	3°	21/06/01
39	M	50	1,67	65	Petrópolis-RJ	6 a 0m	3°	22/06/01
40	M	19	1,75	65	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	27/06/01
41	M	19	1,78	78	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	02/10/01
42	M	19	1,78	72	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	02/10/01
43	M	22	1,73	72	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	02/10/01
44	M	19	1,70	63	Duque de Caxias-RJ	0 a 0m	3°	17/10/01
45	M	20	1,80	78	Vila Velha-ES	19 a 0m	3°	17/10/01
46	M	19	1,83	87	Belém-PA	19 a 0m	3°	21/10/01
47	M	20	1,77	73	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	25/10/01
48	M	50	1,67	73	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	25/10/01
49	M	40	1,55	70	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	25/10/01
50	M	36	1,70	110	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	25/10/01
51	M	21	1,69	68	Manaus-AM	4 a 0m	3°	25/10/01
52	M	29	1,83	74	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	25/10/01
53	M	23	1,77	74	Vitória-ES	4 a 0m	3°	25/10/01
54	M	25	1,77	71	Campo Grande-MS	12 a 0m	3°	25/10/01
55	M	39	1,65	62	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	25/10/01
56	M	26	1,73	65	Porto Velho-RO	21 a 0m	3°	25/10/01
57	M	40	1,79	77	Itaporanga-PB	18 a 0m	3°	25/10/01
58	M	41	1,80	92	Taubaté-SP	20 a 0m	3°	25/10/01
59	M	26	1,73	60	São Fidélis-RJ	0 a 0m	3°	26/10/01
60	M	21	1,78	63	Rio de Janeiro-RJ	1 a 1m	3°	26/10/01
61	M	35	1,82	85	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	26/10/01
62	M	30	1,80	74	Olinda-PE	10 a 0m	3°	26/10/01
63	M	28	1,69	73	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	26/10/01
64	M	26	1,90	88	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	26/10/01
65	M	34	1,76	85	Rio de Janeiro-RJ	0 a 0m	3°	26/10/01
66	M	22	1,70	60	Niterói-RJ	0 a 0m	3°	26/10/01