

Plataforma de Simulação para um Sistema de Comunicações Móveis GSM

Sérgio Gonçalves Donato Barbosa

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus II como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Marcelo Sampaio de Alencar, Ph.D.

Orientador

José Ewerton Pombo de Farias, Dr.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Sérgio Gonçalves Donato Barbosa, Abril de 2002



**B238p
2002**

Barbosa, Sérgio Gonçalves Donato

**Plataforma de simulação para um sistema de
comunicações móveis GSM/Sérgio Gonçalves Donato
Barbosa - Campina Grande - PB: UFPB, 2002.**

142p.

Inclui bibliografia

Dissertação (Mestrado) UFPB/CCT/DEE

- 1. Sistema de Comunicações Móveis 2. Sistema GSM
(Sistema Global para Comunicações Móveis)**

CDU: 621.395.721.5

PLATAFORMA DE SIMULAÇÃO PARA UM SISTEMA DE COMUNICAÇÕES
MOVEIS GSM

SÉRGIO DONATO GONÇALVES BARBOSA

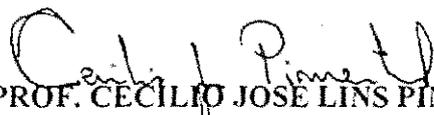
Dissertação Aprovada em 19.04.2002



PROF. MARCELO SAMPAIO DE ALENCAR, Ph.D., UFPB
Orientador



PROF. JOSÉ EWERTON POMBO DE FARIAS, Dr., UFPB
Orientador



PROF. CECÍLIO JOSÉ LINS PIMENTEL, Dr., UFPE
Componente da Banca



PROF. BENEDITO GUIMARÃES AGUIAR NETO, Dr-Ing., UFPB
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
Abril - 2002

Dedicatória

Dedico esta dissertação aos meus pais, às minhas irmãs e à minha noiva, que me deram o amor e o apoio indispensáveis à conclusão de mais uma etapa da vida.

Agradecimentos

- Aos meus pais, Antonio Barbosa Filho e Valdisa Gonçalves Donato Barbosa, e às minhas irmãs Simone e Sabrina, pelo amor e apoio constantes;
- À minha noiva Sissi, pelo amor, companheirismo e ajuda nos momentos mais difíceis;
- A Francelino S. de Souza Segundo, pelo apoio indireto, indispensável à realização deste trabalho;
- Ao professor Marcelo Sampaio de Alencar, pela orientação e disponibilidade para oferecer sabedoria e conhecimentos durante todo o trabalho;
- Ao professor José Ewerton Pombo de Farias, pela orientação e sugestões para o texto final;
- Aos colegas Waslon e Juraci, pelas contribuições e disponibilidade para elucidar dúvidas durante o trabalho;
- Aos amigos da graduação e do mestrado: Madhavan, Felipe, Josemar, Christian, Towar, Netto, Flávio, Karina, Camila e Leonardo, pela amizade e companheirismo;
- Ao pessoal do LABCOM: Edmar e Ronaldo;
- Aos funcionários da COPELE;
- Aos demais professores do DEE-UFPB;
- Ao CNPq, pelo financiamento deste trabalho;

Resumo

Este trabalho apresenta uma plataforma de simulação da interface aérea do sistema de comunicações móveis GSM (*Global System for Mobile Communications*). O principal objetivo é ter uma ferramenta para auxiliar no estudo e nas pesquisas envolvendo o sistema GSM. A plataforma gera blocos de dados GSM para transmissão, realiza a correta recepção destes e finalmente, calcula os erros ocorridos durante todo o processo. Foram implementados os blocos de codificação de canal, entrelaçamento, multiplexação e modulação do transmissor, assim como as suas contrapartes no receptor, de acordo com as normas estabelecidas para os canais de tráfego de voz de taxa integral do padrão GSM. Para verificar o funcionamento da plataforma, foram simulados canais com ruído aditivo gaussiano branco, com desvanecimento do tipo *Rayleigh* e com o efeito *Doppler*. As avaliações feitas foram objetivas e o desempenho do sistema foi medido com o método de *Monte-Carlo*. Alguns resultados foram comparados com outras simulações encontradas na literatura.

Abstract

This work describes a software package that simulates the air interface standard of the Global System for Mobile Communications (GSM). The aim of the work is to have a programming tool which supports the study and research on GSM. The software package generates data blocks for transmission, in the GSM format, simulates the transmission channel and the data reception. It also computes the data error rates. Most blocks involved with the voice transmission subsystem are simulated, including the channel coding, interleaving, multiplexing and modulation blocks. In order to test the platform operation, several channel impairments are available, including additive white Gaussian noise, Rayleigh fading and Doppler effect. The system evaluation was performed using the Monte-Carlo method. Some obtained results are compared with results found in the literature.

Lista de Símbolos e Abreviaturas

- A/D* - Conversor analógico/digital (*Analog/digital converter*)
- ACELP* - *Algebraic code excited linear prediction coder*
- AGCH* - Canal de permissão de acesso
- AM* - Modulação em amplitude
- AMPS* - *Advanced mobile phone service*
- Anatel* - Agência nacional de telecomunicações
- AuC* - Centro de autenticação
- AWGN* - Ruído gaussiano branco aditivo
- BCC* - Código de cor da estação radiobase
- BCCH* - Canais de controle de difusão
- BCH* - Canais de difusão
- BER* - Taxa de erros de bit (*Bit error rate*)
- BPSK* - *Binary phase-shift keying*
- BSC* - Controlador de estações radiobase
- BSIC* - Código de informação da estação radiobase
- BSS* - Subsistema da estação radiobase
- BTS* - Estação radiobase ou estação transceptora
- CCCH* - Canais de controle comum
- CCH* - Canais de controle
- CCITT* - Comitê de consultoria de telefonia e telégrafos internacional
- CELP* - *Code excited linear predictive coding*
- CEPT* - Conferência europeia de correios e telecomunicações
- D/A* - Conversor digital/analógico (*Digital/analog converter*)

DAI – Interface de áudio digital
DCCH – Canais de controle dedicados
DTX – Transmissão descontínua
EIA – *Electronic industries association*
EIR – Registro de identidade do equipamento
ETSI – Instituto de padrões de telecomunicações europeu
FACCH – Canal de controle associado rápido
FCCH – Canal de correção de frequência
FDMA – Acesso múltiplo por divisão em frequência (*Frequency division multiple access*)
FER – Taxa de apagamentos de quadros (*Frame erasure rate*)
FFH – Salto em frequência rápido
FSK – *Frequency-shift keying*
GIWU – Unidade de cooperação do GSM
GMSC – Central de comutação móvel *gateway* (Porta)
GMSK – *Gaussian minimum-shift keying*
GSM – Sistema global para comunicações móveis (*Global system for mobile communications*)
HLR – Registro local
IMEI – Identidade de equipamento móvel internacional
IMSI – Identidade internacional do assinante móvel
ISDN – Rede digital de serviços integrados (*Integrated service digital network*)
IWF – Função de interoperabilidade (*Interworking*)
LAC – Código de área de localização
LPC – *Linear predictive coding*
LTP – *Long-term prediction*
MAP – Máximo a *posteriori*
MCS – *Mobile communication system*
MLSE – Estimacão de seqüência de máxima verossimilhança
MNC – Código da rede móvel
MOC – Móvel que origina a chamada

T1 - Contador de superquadros
T2 - Contador de quadros de voz
T3 - Contador de quadros de sinalização
TACS - Total access communications system
TCH - Canais de tráfego
TCH/FS - Canal de tráfego de taxa integral
TCH/HS - Canal de tráfego de meia taxa
TDD - Duplexação por divisão no tempo
TDMA - Acesso múltiplo por divisão no tempo (*Time division multiple access*)
TMSI - Identidade temporária
VAD - Detecção da atividade da voz
VLR - Registro de visitante

Lista de Figuras

2.1	Arquitetura do sistema GSM.	9
2.2	Hierarquia de <i>handovers</i>	19
2.3	Modelo potência-versus-tempo.	23
2.4	Estrutura de um segmento normal.	25
2.5	O período de guarda.	28
2.6	Sobreposição dos segmentos de diferentes usuários.	28
2.7	Estrutura de um segmento de acesso aleatório.	30
2.8	Estrutura de um segmento de correção de frequência.	31
2.9	Estrutura de um segmento de sincronização.	31
2.10	Canais lógicos.	33
2.11	Estrutura de quadro para o TCH/FS.	38
2.12	Estrutura de quadro para o TCH/HS.	39
2.13	Estrutura de quadro para a combinação de canal IV.	40
2.14	Estrutura de quadro para a combinação de canal V.	42
2.15	Estrutura de quadro para a combinação de canal VII.	44
2.16	Estruturas de quadros no GSM.	45
2.17	Alocação de janela de tempo com mapeamento em diferentes estruturas de quadros.	48
2.18	Codificação convolucional.	53
2.19	Codificação de blocos e convolucional dos dados de voz de taxa integral.	54
2.20	Esquema de entrelaçamento para dados de voz.	55
2.21	Esquema de entrelaçamento para o TCH/F9,6.	58
2.22	Esquema de codificação para o TCH/F9,6.	59

2.23	Esquema de codificação para os canais de sinalização.	60
2.24	Esquema de entrelaçamento para dados de sinalização.	61
2.25	DEP do GMSK ($BT = 0.3$) vs. MSK ($BT = \infty$).	65
3.1	Diagrama de blocos para um transmissor e receptor GSM.	73
3.2	Diagrama de blocos do simulador do sistema GSM.	74
3.3	Estrutura do transmissor. Os parâmetros <i>SEQÜÊNCIA DE TREINO</i> , <i>OSR</i> , <i>I</i> e <i>Q</i> de entrada e saída são usados na implementação.	74
3.4	Estrutura do receptor. Os parâmetros r , <i>SEQÜÊNCIA DE TREINO</i> , <i>OSR</i> , L_h e <i>dados decodificados</i> são usados na implementação.	75
3.5	Esquema do codificador convolucional (as adições são módulo 2).	77
3.6	Ilustração do processo de entrelaçamento para os canais de voz.	78
3.7	Operação do entrelaçador com o uso de uma fila.	79
3.8	Diagrama de blocos da implementação do modulador GMSK.	81
3.9	A sincronização, a estimação de canal e a filtragem estão divididas em duas partes.	82
3.10	Correlação entre SEQ_T e SEQ_{T_E} . O número de amostras deslocadas pelas duas seqüências é representado por n no cálculo do valor da correlação. . . .	83
3.11	Várias representações de um sistema de transmissão em banda básica. a) Implementação do sistema de transmissão. b) O sistema usando o modelo OQAM. c) O sistema em que o MLSE é baseado.	86
3.12	Modelo final OQAM para MSK incluindo a codificação diferencial prescrita no GSM.	87
3.13	Operação do desentrelaçador com o uso de uma fila.	90
3.14	Diagrama de transição de estados para a decodificação de canal.	91
3.15	Ilustração do cálculo das métricas como parte da implementação do decodifi- cador de canal.	92
3.16	Janela principal do simulador.	95
3.17	Janela de configuração do simulador.	96
3.18	Janela de configuração do canal.	97
3.19	Exemplo de janela com as opções de configuração de um canal AWGN.	97

4.1	Simulação do canal AWGN.	104
4.2	Simulação do canal <i>Rayleigh</i>	105
4.3	Simulação do canal <i>Doppler</i> para desvio <i>Doppler</i> de 42 Hz.	107
4.4	Simulação do canal <i>Doppler</i> para desvio <i>Doppler</i> de 83 Hz.	108
4.5	Simulação do canal <i>Doppler</i> para desvio <i>Doppler</i> de 208 Hz.	108
4.6	Comparação das curvas obtidas para as taxas de apagamentos de quadros de voz.	109
4.7	Comparação de duas simulações para a classe II submetida ao canal AWGN.	110
4.8	Comparação de duas simulações para a classe II submetida ao canal AWGN.	111
4.9	Comparação de quatro simulações para as classes Ia e Ib submetidas ao canal AWGN.	112
A.1	Codificador convolucional linear com taxa 1/2.	117
A.2	Codificador convolucional linear com taxa 2/3.	118
A.3	Diagrama de estados para o codificador da Figura A.1.	121
A.4	Codificador convolucional linear com taxa 1/3.	122
A.5	Diagrama de estados para o codificador da Figura A.4.	122
A.6	Diagrama em treliça para o codificador da Figura A.4.	123
A.7	Diagrama de treliça para entradas de comprimento 3 do codificador da Figura A.4.	124
A.8	Problema da decodificação com o uso de um código convolucional.	125
A.9	Cálculo das métricas de ramo no início da decodificação.	127
A.10	Cálculo das métricas de ramo num estado no qual chegam dois percursos.	128
A.11	Canal binário sem memória.	130
A.12	Canal binário simétrico.	130
A.13	Decodificação de <i>Viterbi</i> com decisão brusca.	132
A.14	Canal discreto simétrico.	134
A.15	Decodificação de <i>Viterbi</i> com decisão suave.	136
A.16	Taxa de erros de um sistema BPSK para três casos diferentes: sem codificação, codificado com decodificação brusca e codificado com decodificação suave.	136

Lista de Tabelas

1.1	Eventos no desenvolvimento do GSM.	6
2.1	Combinações de canais no GSM.	38
2.2	Esquema de reordenamento para um canal de tráfego TCH.	56
2.3	Esquema de reordenamento para um canal de sinalização.	61

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Evolução histórica dos sistemas celulares	1
1.1.1	A transição dos sistemas analógicos para os sistemas digitais	2
1.1.2	O surgimento do GSM	3
1.2	Motivação	5
1.3	Objetivos do trabalho	7
1.4	Organização da dissertação	7
2	O padrão GSM	8
2.1	A arquitetura do sistema	8
2.1.1	A estação móvel (MS)	10
2.1.2	O subsistema da estação radiobase (BSS)	11
2.1.3	O subsistema de comutação e rede (NSS)	12
2.1.4	O subsistema de suporte de operação (OSS)	15
2.2	Procedimento de registro da estação móvel	16
2.3	Estabelecimento de chamada	17
2.4	Mudança de célula (<i>handoff</i> ou <i>handover</i>)	17
2.5	Parâmetros de segurança	19
2.5.1	Autenticação	19
2.5.2	Identidade temporária do assinante móvel	20
2.6	A interface de radiotransmissão do GSM	20
2.6.1	O GSM primário	21
2.6.2	O esquema de múltiplo acesso	21

2.6.3	Como funcionam as transmissões pulsadas	23
2.6.4	Avanço no tempo e controle de potência	24
2.6.5	Estruturas dos segmentos	25
2.6.6	Canais lógicos	31
2.6.7	Estruturas dos quadros	37
2.6.8	Codificação de voz	47
2.6.9	Codificação de canal	51
2.7	Criptografia	62
2.8	Modulação	62
2.8.1	MSK - <i>Minimum Shift Keying</i>	62
2.8.2	GMSK - <i>Gaussian Minimum Shift Keying</i>	62
2.9	Salto em frequência (<i>Frequency hopping</i>)	66
2.10	Os serviços do GSM	67
2.10.1	Teleserviços	68
2.10.2	Serviços de suporte	69
2.10.3	Serviços suplementares	69
2.11	Conclusão	71
3	A plataforma de simulação do sistema GSM	72
3.1	Introdução	72
3.2	Estrutura básica do transmissor	74
3.3	Estrutura básica do receptor	75
3.4	Implementação do transmissor	76
3.4.1	Geração dos dados	76
3.4.2	Codificação de canal	76
3.4.3	Entrelaçamento	78
3.4.4	Multiplexação	79
3.4.5	Modulação GMSK	79
3.5	Implementação do receptor	81
3.5.1	Demodulação	81
3.5.2	Demultiplexação	89

3.5.3	Desentrelaçamento	89
3.5.4	Decodificação de canal	90
3.6	O canal de comunicações móveis	92
3.6.1	Os efeitos do canal de comunicações móveis	93
3.7	Uso da plataforma de simulação	94
3.7.1	A interface gráfica	94
3.7.2	Esqueleto do canal	98
3.8	Conclusão	100
4	Simulação e análise dos resultados	101
4.1	Tipos de erros considerados	101
4.2	Descrição dos canais e os resultados obtidos	103
4.2.1	Canal AWGN	103
4.2.2	Canal <i>Rayleigh</i>	103
4.2.3	Canal <i>Doppler</i>	105
4.2.4	Resultados da FER em todos os canais	107
4.3	Comparação com resultados encontrados na literatura	110
4.4	Conclusão	111
5	Conclusão	113
5.1	Contribuições	114
5.2	Perspectivas para trabalhos futuros	115
A	Códigos convolucionais	116
A.1	Introdução	116
A.2	Codificadores convolucionais lineares	117
A.3	Representação dos códigos convolucionais	120
A.3.1	Diagrama de estados	120
A.3.2	Diagrama em treliça	121
A.4	Decodificação dos códigos convolucionais	123
A.4.1	O Algoritmo de <i>Viterbi</i>	124
A.5	Conclusão	137

Capítulo 1

Introdução

A telefonia móvel celular é atualmente uma das aplicações com maior demanda na área das telecomunicações. Esse grande mercado criou uma indústria de rápido crescimento que se tornou um dos pilares de sustentação para a eficiência e o sucesso dos negócios e uma parte do estilo de vida moderno em todo o mundo. Por essa razão, o oferecimento das comunicações móveis à população se tornou uma área de intensa pesquisa e desenvolvimento.

1.1 Evolução histórica dos sistemas celulares

O primeiro sistema de comunicações a usar o conceito de célula foi o AMPS (*Advanced Mobile Phone Service*), desenvolvido pelo *Bell Labs.* e instalado experimentalmente em Chicago em 1978. Sua exploração comercial só teve início em outubro de 1983.

O princípio da rede celular é baseado na subdivisão da área geográfica coberta pela rede em uma porção de pequenas áreas, chamadas de células. Em cada uma das células, uma estação fixa controla um transceptor para servir todas as estações móveis situadas dentro dos limites da célula. O avanço que isso representou com respeito à organização dos sistemas de comunicações móveis anteriores foi o aumento do número de estações móveis permitidas e a diminuição da potência emitida. Esse novo conceito trouxe também a possibilidade do reuso de frequências em células separadas o suficiente para evitar problemas de interferência.

Várias redes celulares entraram em operação no mundo nos anos 80. As redes usavam sistemas analógicos e foram projetadas para serem padrões incompatíveis, com cada país exercitando o seu direito de estabelecer um padrão.

Na Europa, cada país adotou um padrão para o seu sistema celular. O Reino Unido e a Itália criaram o TACS (*Total Access Communications System*), enquanto os países escandinavos e os países baixos selecionaram o padrão NMT (*Nordic Mobile Telephone*). A Alemanha adotou o padrão C-450. Na Ásia, o Japão adotou o MCS (*Mobile Communication System*). Todos esses padrões usavam transmissão analógica com tecnologia baseada no padrão americano, tinham pequena capacidade em termos de usuários e requeriam um grande número de frequências.

1.1.1 A transição dos sistemas analógicos para os sistemas digitais

Nas principais cidades do mundo (Los Angeles, Nova Iorque, Chicago, Paris, Londres e Roma) as operadoras tiveram problemas para atender a demanda de usuários, que era superior às capacidades dos sistemas existentes. Para a solução desses problemas os sistemas analógicos foram substituídos por sistemas digitais.

O sistemas digitais oferecem a possibilidade de aproveitar melhor o espectro de frequências disponível. Fazendo-se uma comparação, os sistemas analógicos passam influências físicas ou perturbações nos enlaces de transmissão diretamente para o áudio recebido, ocasionando problemas nas conversações. Tais perturbações podem ser desvanecimentos, interferências, sinais espúrios ou recepção em multipercurso. Os resultados são problemas sonoros como, ruídos agudos ou graves, áudio descontínuo, zumbidos ou até silêncio total. Com as técnicas de radiotransmissão digital, primeiramente o sinal é transformado em um padrão de dados digitais. São usados mecanismos de correção de erros e codificação digital para a reconstrução dos dados transmitidos no receptor após o seu envio por uma canal hostil.

Uma comparação de qualidade de voz mostrará que ambas as técnicas digital e analógica possuem desempenho muito bom sob condições de recepção ideais [1]. Porém, sob condições críticas e mais difíceis de recepção, como por exemplo sinais com baixos

níveis recebidos ou em canais com multipercurso e desvanecimento, os sistemas digitais têm desempenho melhor que os sistemas analógicos. Além disso, os sistemas digitais proporcionam a integração com redes de serviços suplementares, um atrativo a mais para os usuários.

1.1.2 O surgimento do GSM

No início da década de 80, os sistemas de telefonia celulares analógicos estavam em fase de expansão na Europa, especialmente nos países escandinavos e no Reino Unido. Como já mencionado anteriormente, cada país desenvolveu seu próprio sistema, resultando em diversos padrões incompatíveis entre si em termos de operação e de equipamentos. Devido a essa realidade não condizer com as perspectivas de uma Europa unificada e o fato de cada equipamento ter um mercado bastante limitado, em 1982, a Conferência Européia de Correios e Telecomunicações (CEPT) criou o Grupo Especial Móvel (GSM) com o objetivo de desenvolver um sistema móvel celular pan-europeu. As especificações do GSM foram desenvolvidas para a Europa a partir de uma conjuntura política e econômica, diferente do caminho seguido pela América do Norte na transição do sistema analógico para o digital, em que a principal motivação era o aumento da capacidade e da qualidade do sistema AMPS existente.

O desenvolvimento do GSM levou em conta diversos fatores, como:

- A unificação da comunidade Européia em termos políticos, sociais e econômicos;
- Pelo menos duas operadoras de rede celular (por país) deveriam competir;
- Dever-se-ia incentivar os fabricantes europeus de equipamentos a desenvolver e produzir nova infra-estrutura e terminais móveis para um mercado que era muito maior que os pequenos mercados de cada país europeu;
- O sistema pan-europeu não deveria ser baseado em tecnologia ou em sistemas já existentes, para não favorecer as indústrias ou instituições de determinado país;
- A tecnologia e os produtos deveriam ser exportados para países fora da Europa;

- O espectro reservado deveria estar na faixa dos 900 MHz na Europa;
- A limitação da capacidade nas redes de celulares existentes (analógicas) em muitos países europeus.

O sistema assim criado deveria obedecer aos seguintes critérios:

- Eficiência espectral;
- *Roaming* internacional;
- Custos reduzidos de aparelhos celulares e estações radiobase;
- Boa qualidade de voz;
- Compatibilidade com outros sistemas de dados como a ISDN (*Integrated Services Digital Network*);
- Possibilidade de implantação de novos sistemas.

Deve ser enfatizado que o sistema proposto não deveria ser essencialmente digital, porém verificou-se mais tarde que um sistema digital seria mais apropriado para atender às especificações propostas. Acreditava-se que os avanços nos algoritmos de compressão e nos processadores de sinais digitais iriam garantir o cumprimento dos objetivos iniciais e uma melhoria contínua do sistema em termos de qualidade e de custo.

Em 1989, a responsabilidade pelo desenvolvimento do sistema GSM foi transferida para o Instituto de Padrões de Telecomunicações Europeu (ETSI). O objetivo das especificações do GSM é garantir a perfeita interconexão entre os diversos componentes do sistema ainda que estes sejam produzidos por diferentes fabricantes. A sigla GSM se refere agora a Sistema Global para Comunicações Móveis.

Em 1990, a primeira fase das especificações para o GSM foi publicada. Os equipamentos começaram a ser fabricados em 1991, mas foi apenas em 1992 que os primeiros sistemas GSM começaram a operar comercialmente. Até 1993, existiam 36 redes GSM operando em 22 países e outros 25 já haviam escolhido o sistema como padrão.

No início de 1994 já havia cerca de 1,3 milhão de assinantes no mundo. Em 1995 mais de 5 milhões de pessoas já utilizavam o sistema GSM.

Em 1996 o GSM já tinha mais de 30 milhões de assinantes e 175 redes em 92 áreas. 215 operadoras de 108 países usavam o sistema GSM. Em 1997 o número de assinantes do GSM chegou a 70 milhões em 200 redes de 109 países.

Em 2000, a Anatel (Agência Nacional de Telecomunicações) escolheu o sistema GSM para ser o novo padrão de comunicações móveis do Brasil. O sistema entrará em operação em torno da frequência 1,8 GHz. No final de 2001, o número de usuários do GSM ultrapassou os 550 milhões no mundo todo. Em 2002, o número de assinantes móveis no mundo chega a 840 milhões, sendo 620 milhões o número de usuários do GSM.

A Tabela 1.1 mostra os principais eventos no desenvolvimento da tecnologia GSM.

1.2 Motivação

A atual geração de sistemas de comunicações móveis, que utilizam tecnologia digital para transmitir voz e dados, deve ser capaz de fornecer alta qualidade na reprodução de sinais e dados [32]. Porém, esses objetivos não são facilmente alcançados em canais degradados por fenômenos tais como o desvanecimento por multipercurso e perturbações geradas por veículos em movimento.

Por ser um padrão em grande expansão, o GSM se tornou alvo de muitas pesquisas com propostas de novas técnicas digitais para melhorar seu desempenho ou reduzir os seus custos de implementação. As técnicas digitais podem ser usadas para melhorar a recepção de sinais transmitidos por canais degradados. Diante disso, a motivação para este trabalho é o estudo desse sistema, em particular da sua interface aérea, visto que é um padrão em contínua evolução e atualmente encontra-se em processo de implantação no Brasil.

Ano	Eventos
1982	CEPT cria o grupo GSM para o desenvolvimento de um sistema pan-europeu
1985	Adoção de uma lista de recomendações produzidas pelo grupo
1986	Testes de campo são realizados para testar as diferentes técnicas de radiotransmissão propostas como interface aérea
1987	O TDMA é escolhido como o método de acesso em conjunto com o FDMA. O memorando inicial de conhecimento (MoU) é assinado pelas operadoras de telecomunicações representando 12 países
1988	Validação do sistema GSM
1989	A responsabilidade de padronização do GSM é transferida para o ETSI
1990	Surge a primeira fase das especificações GSM
1991	Os primeiros equipamentos GSM são fabricados
1992	Os primeiros sistemas GSM começam a funcionar na Europa
1993	As principais rodovias são cobertas e os serviços GSM começam a ser implantados fora da Europa
1995	Segunda fase das especificações para o GSM e a cobertura atinge agora áreas rurais
1996	O sistema GSM passa a atuar em 108 países
1997	O número de assinantes do GSM já é de 70 milhões
2000	A Anatel escolhe o sistema GSM como o novo padrão de telecomunicações móveis para o Brasil
2001	O número de usuários do GSM no mundo ultrapassa os 550 milhões
2002	O sistema GSM passa a ser explorado comercialmente no Brasil. O número de assinantes do GSM já é de 620 milhões

Tabela 1.1: Eventos no desenvolvimento do GSM.

1.3 Objetivos do trabalho

Neste trabalho é desenvolvida uma plataforma de simulação da interface aérea do GSM, de acordo com as normas estabelecidas, com o objetivo de se ter uma ferramenta para auxiliar nos estudos e nas pesquisas envolvendo o sistema GSM.

1.4 Organização da dissertação

A organização desta dissertação é feita como se segue:

O Capítulo 2 apresenta uma descrição resumida do padrão GSM. As partes tratadas são principalmente da camada física desse sistema.

O Capítulo 3 descreve a plataforma de simulação do sistema GSM proposta no presente trabalho. São descritos os diagramas de blocos constituintes bem como os detalhes de implementação. Também é apresentada a interface gráfica.

O Capítulo 4 apresenta os resultados obtidos para simulações do sistema em canais com alguns tipos de degradações. Os tipos de erros considerados são definidos e as curvas de taxas de erros são apresentadas e comentadas. Alguns resultados são comparados com outras simulações encontradas na literatura.

O Capítulo 5 contém a conclusão do trabalho. Também são apresentadas algumas perspectivas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

O padrão GSM

O padrão GSM pode ser considerado um padrão em contínua evolução. O trabalho de padronização ainda não está finalizado e será continuado ainda por vários anos. Inicialmente, pensava-se no GSM como um padrão apenas para a Europa, mas após alguns anos de sua introdução verificou-se que o seu alcance seria realmente global, por isso os serviços inicialmente oferecidos pelo sistema tiveram que sofrer modificações ao longo de sua implantação. Mesmo durante o processo de lançamento do sistema em 1991, tornou-se óbvio que o processo inteiro de padronização não poderia ser finalizado antes do lançamento dos seus serviços, principalmente por questões econômicas. Por isso foram adotadas as chamadas fases (*phases*) para a introdução de novos serviços de tempos em tempos. O primeiro conjunto de serviços oferecidos pelo GSM foi chamado de *GSM Phase 1*. Os suplementos adicionais que não puderam ser disponibilizados inicialmente ficaram conhecidos como *GSM Phase 2*. E atualmente existem novos serviços que só foram idealizados depois de o sistema entrar em funcionamento, essas futuras implementações ficaram conhecidas pelo termo *Phase 2+*.

2.1 A arquitetura do sistema

A arquitetura do GSM consiste de três subsistemas interconectados que interagem entre si e com os usuários pelas interfaces de rede. Os subsistemas são: o subsistema da estação radiobase (BSS - *Base Station Subsystem*), o subsistema de comutação e

rede (NSS - *Network and Switching Subsystem*) e o subsistema de suporte de operação (OSS - *Operation Support Subsystem*). A estação móvel também é um subsistema, mas é considerada normalmente como parte do subsistema da estação radiobase na composição da arquitetura. No GSM, equipamentos e serviços são designados para suportar um ou mais desses subsistemas. A Figura 2.1 ilustra a arquitetura do sistema GSM.

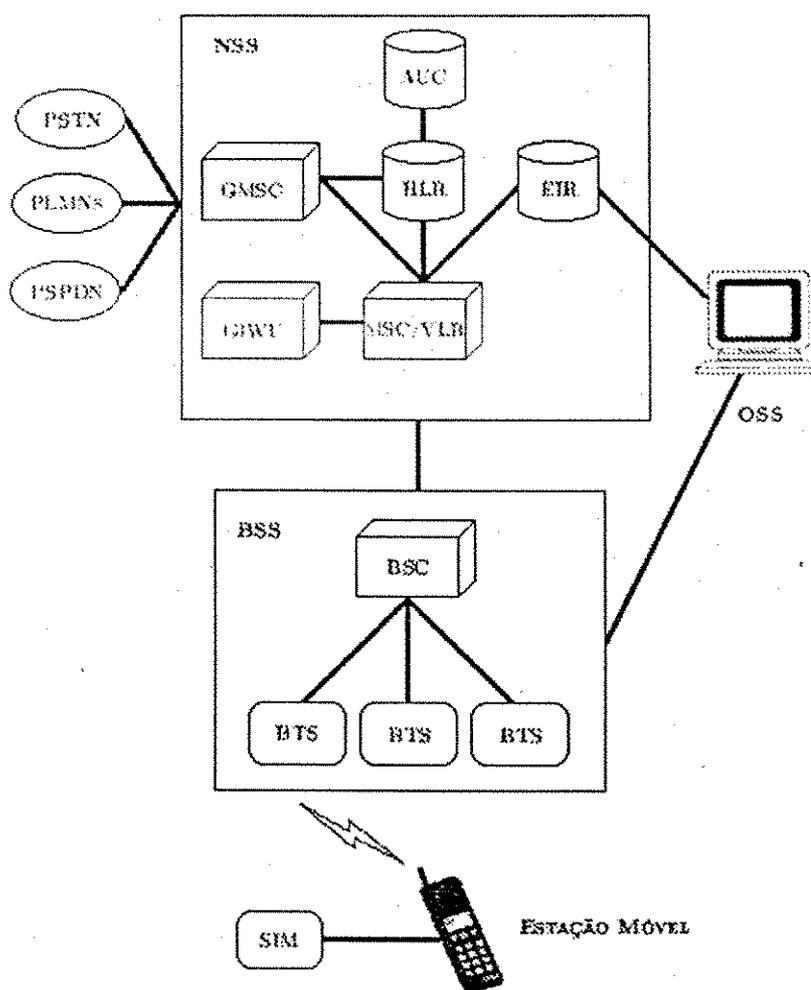


Figura 2.1: Arquitetura do sistema GSM.

2.1.1 A estação móvel (MS)

A parte mais conhecida de uma rede celular é certamente a estação móvel. A estação móvel é composta por dois elementos:

- O equipamento móvel ou terminal;
- O módulo de identificação do assinante (SIM).

Diferentes tipos de terminais distinguem-se por sua potência e aplicação. Estações móveis permanentemente instaladas em carros podem ter uma potência máxima de saída de até 20 W. As unidades portáteis GSM que também podem ser instaladas em veículos podem emitir até 8 W. Os terminais de bolso têm o seu sucesso garantido devido ao seu peso e volume reduzidos. Estes terminais podem emitir até 2 W de potência de saída. O avanço nas tecnologias pretende reduzir essa potência para algo em torno de 0,8 W.

O SIM

O módulo de identificação do assinante (SIM) fornece uma identificação ao equipamento móvel. Sem o SIM, o móvel fica inoperante (exceto para chamadas de emergência). O SIM é um cartão inteligente que tem um processador e um *chip* de memória permanentemente instalados em um cartão de plástico menor que um cartão de crédito. Ele tem que ser inserido em um leitor de uma estação móvel antes que o mesmo seja usado para os seus propósitos de rotina. Para os terminais de bolso que são muito pequenos, o SIM convencional seria grande demais. Por isso, existe uma versão menor do SIM, chamado de *plug in SIM*, para esse tipo de terminal.

Alguns parâmetros do assinante ficam armazenados no cartão SIM junto com dados pessoais. O cartão SIM identifica o assinante para a rede. Como apenas esse cartão pode personalizar um terminal, é possível viajar levando-se apenas o SIM e alugar um terminal móvel no destino para usá-lo (com o cartão SIM inserido) como se fosse um terminal móvel próprio.

Mensagens curtas recebidas da rede também podem ser armazenadas no cartão. A introdução de memórias maiores e melhores processadores farão o cartão SIM mais flexível e poderoso no futuro.

Para proteger o cartão SIM de uso impróprio foi inserido um recurso de segurança. Antes de usar o móvel, os usuários têm que fornecer um número de identificação pessoal (PIN) de quatro dígitos. O PIN é armazenado no cartão. Se um PIN errado for fornecido três vezes seguidas o cartão fica bloqueado e só poderá ser desbloqueado com uma chave de desbloqueio pessoal (PUK) de oito dígitos, que também é armazenada no cartão.

Estas são as principais características do cartão SIM, porém como o GSM é um padrão em contínua evolução, futuramente surgirão novos serviços relacionados com esse cartão, como por exemplo, prioridade de acesso para bons consumidores ou até uso restrito em certas áreas.

2.1.2 O subsistema da estação radiobase (BSS)

O subsistema da estação radiobase (BSS) provê e gerencia as transmissões entre as estações móveis e a central de comutação de serviços móveis, MSC. O BSS também gerencia a interface de radiotransmissão entre as estações móveis e todos os subsistemas do GSM. Cada BSS consiste de um conjunto de controladores de estações radiobase (BSCs - *Base Station Controllers*) que conectam o terminal móvel ao NSS, via MSCs. O BSS é subdividido em dois elementos:

- A estação radiobase ou estação transceptora (BTS);
- O controlador de estações radiobase (BSC).

A estação radiobase ou estação transceptora (BTS)

A contraparte de uma estação móvel dentro de uma rede celular é a estação transceptora (BTS), que é a interface do móvel com a rede. A BTS corresponde aos transceptores e antenas usados em cada célula da rede. Geralmente é localizada no centro de uma célula. Sua potência de transmissão determina o tamanho absoluto da célula. Uma

estação radiobase tem entre um e dezesseis transceptores, cada um dos quais representando um canal RF separado. Alguns dos recursos inteligentes, incorporados em estações radiobase analógicas, como por exemplo as medições nos canais de radiotransmissão como critério para o *handoff* (procedimento realizado quando uma estação móvel cruza a fronteira entre células), foram agora repassadas para as estações móveis. Essa mudança de funções para a estação móvel faz a estrutura GSM ter custos menores que as estruturas de alguns sistemas analógicos. O resultado é que em alguns países menos ricos, os sistemas celulares digitais foram implantados em vez dos analógicos (AMPS, NMT ou TACS, por exemplo).

O controlador de estações radiobase (BSC)

O controlador de estações radiobase (BSC) monitora e controla várias estações radiobase, esse número depende do fabricante e pode ser entre várias dezenas ou centenas de estações. As principais tarefas do BSC são: *handover* (sinônimo para *handoff* usado pela primeira vez no sistema GSM), salto em frequência, funções de troca e controle dos níveis de potência das frequências das BTSs. O *hardware* do BSC pode ser instalado no mesmo local das BTSs, em um lugar próprio ou no mesmo local da MSC.

2.1.3 O subsistema de comutação e rede (NSS)

O NSS desempenha o papel central em toda rede móvel. Enquanto o BSS provê o acesso para a estação móvel, os vários elementos de rede dentro do NSS assumem a responsabilidade pelo conjunto completo de funções de controle e banco de dados requeridas para o estabelecimento de conexões de chamadas usando um ou mais dos seguintes recursos: criptografia, autenticação e *roaming*. Para desempenhar essas tarefas, o NSS consiste dos seguintes elementos:

- Central de comutação de serviços móveis (MSC);
- Registro local (HLR);
- Centro de autenticação (AuC);

- Registro de visitante (VLR);
- Registro de identidade do equipamento (EIR).

A central de comutação de serviços móveis (MSC)

É o componente central do NSS. A MSC realiza todas as funções de comutação da rede. De uma perspectiva técnica, a MSC faz o que uma central telefônica de uma Rede Digital de Serviços Integrados (ISDN) faz com algumas modificações requeridas especificamente para gerenciar a aplicação móvel. Essas modificações para os serviços móveis afetam, em particular, a atribuição de canais de usuários junto ao BSS, pela qual a MSC é responsável, e a funcionalidade de executar e controlar o *handover*. Essas são as duas principais funções da MSC, adicionado a essas existe a função de interoperabilidade (*interworking*, IWF), necessária para conexões com voz ou dados com redes externas. A tarefa da IWF é adaptar parâmetros de transmissão e fazer conversões de protocolos de tal forma que os usuários possam alternar entre conversação e transmissão de dados durante uma mesma chamada. Existe uma unidade específica para a IWF no mesmo local da MSC, é a unidade de cooperação do GSM (GIWU).

A central de comutação de serviços móveis *gateway* (GMSC)

Uma MSC com uma interface para outras redes é chamada de GMSC ou MSC *gateway* (porta). A GMSC tem algumas tarefas adicionais durante o estabelecimento de uma chamada para um móvel com origem em uma rede externa. A chamada tem que entrar na rede via uma GMSC, que examina o HLR e então repassa a chamada para a MSC onde o móvel chamado se encontra localizado. A GMSC é geralmente implementada juntamente com a MSC.

Registro local (HLR)

O HLR é um banco de dados que armazena a identidade e os dados de usuário de todos os assinantes pertencentes à área de sua GMSC.

O HLR é considerado o mais importante banco de dados, pois armazena permanentemente dados dos assinantes, incluindo um perfil de serviços do usuário, informação

de localização e a situação de suas atividades. Quando alguém adquire o acesso à rede móvel de uma operadora de telefonia celular, ele ou ela são registrados no HLR daquela operadora.

Para reduzir o número de tarefas realizadas pelo HLR, o registro de visitante (VLR) foi criado para ajudar com vários requisitos relacionados aos assinantes.

O centro de autenticação (AuC)

O centro de autenticação (AuC) é sempre implementado como parte integral do HLR. Seu uso é por razões de segurança. Ele tem como função calcular e fornecer os três parâmetros para a autenticação, que são, a resposta sinalizada (SRES), o número aleatório (RAND) e o parâmetro K_c . Para cada assinante, até cinco triplas de parâmetros podem ser calculadas simultaneamente e enviadas ao HLR. O HLR, por sua vez, reenvia as triplas para o VLR, que as usa como parâmetros de entrada para a autenticação e criptografia.

Registro de visitante (VLR)

O VLR é um banco de dados que contém informações temporárias sobre os assinantes. Essas informações são necessárias para a MSC poder servir os assinantes visitantes. O VLR é sempre integrado com a MSC. Quando uma estação móvel visita (*roaming*) uma nova área (com nova MSC), o VLR conectado à nova MSC vai requisitar do HLR dados sobre a estação móvel. Mais tarde, se a estação móvel fizer uma chamada, o VLR terá a informação necessária para a configuração da chamada sem ter que interrogar o HLR novamente.

O registro de identidade do equipamento (EIR)

A separação da identidade do assinante do identificador da estação móvel é um potencial causador de problemas para os usuários do GSM. Devido a isso, é possível operar qualquer estação móvel GSM com qualquer SIM válido, neste caso existe uma oportunidade para um mercado negro de equipamentos roubados. Para combater essa prática

ilegal, o registro de identidade do equipamento (EIR) localiza e barra o equipamento para não ser usado na rede.

Cada terminal GSM tem um identificador único, é sua identidade de equipamento móvel internacional (IMEI), que não pode ser alterada sem destruir o terminal. O IMEI contém um número serial e um identificador de tipo.

Assim como o HLR e o VLR, o EIR consiste basicamente de um banco de dados, que mantém três listas: (1) a "lista branca" que contém todos os tipos de estações móveis aprovadas; (2) a "lista negra" que contém os IMEIs dos terminais roubados ou que devem ser barrados por razões técnicas; e (3) a "lista cinza" que permite a localização de determinadas estações móveis.

2.1.4 O subsistema de suporte de operação (OSS)

O OSS suporta a operação e a manutenção do sistema GSM, permitindo aos engenheiros monitorarem, diagnosticarem e resolverem problemas de falhas de todo aspecto no sistema. Esse subsistema interage com os outros subsistemas.

O OSS suporta uma ou várias centrais de manutenção e operação (OMCs - *Operations Maintenance Centers*) que são utilizadas para monitorar e manter o desempenho de cada estação móvel (MS), estação radiobase (BTS), controlador de estações radiobase (BSC) e central de comutação de serviços móveis (MSC) no sistema GSM. O OSS possui três funções principais que são: 1) manter a operação de todo o *hardware* e de toda a rede de telecomunicações de uma determinada área; 2) gerenciar todo o processo de tarifação e 3) gerenciar todos os terminais móveis no sistema. Dentro de cada sistema GSM, um OMC é dedicado a todas as funções anteriormente citadas e ainda pode ajustar todos os parâmetros de uma estação radiobase e os procedimentos de tarifação, bem como fornecer às operadoras a habilidade de determinar o desempenho e a integridade de cada parte dos equipamentos dos usuários em todo o sistema.

2.2 Procedimento de registro da estação móvel

Após a estação móvel ser ligada, ela examina minuciosamente toda a faixa de frequência do GSM com um algoritmo que tem o objetivo de detectar a presença de uma rede nesse intervalo de tempo. Quando a rede é detectada, a estação móvel lê a informação do sistema no canal base. Com essa informação, a estação móvel é capaz de determinar sua posição atual dentro da rede. Se a localização atual não for a mesma da última vez em que a estação móvel foi desligada, um procedimento de registro é iniciado.

Primeiro, a estação móvel solicita um canal da rede, que será designado pela estação radiobase. Antes que o canal seja prontamente atribuído, o BSC tem que ativar o canal na BTS, a qual tem que validar a ativação em retorno. Após ser conectada à infra-estrutura da rede, a estação móvel informa ao sistema que quer executar uma atualização da sua localização. Esse pedido é repassado à (G)MSC pelo BSC, porém a (G)MSC requer uma autenticação da estação móvel antes de tomar qualquer ação. Uma vez recebidos os parâmetros corretos, a (G)MSC aceita o móvel em sua nova localização. Caso essa opção seja usada na rede, é atribuída uma identidade temporária (TMSI) ao móvel, cuja validação deve ser retornada pela estação móvel. Quando esse procedimento é finalizado, o canal é liberado pelo BSC por meio da BTS.

O registro da estação móvel pode ser realizado pela rede, caso o sistema queira saber exatamente os móveis atualmente disponíveis. O procedimento de registro é uma forma de limitar o fluxo de mensagens dentro da rede e ainda dar à rede um controle virtual. O conteúdo do HLR é conhecido pela GMSC. Se um móvel está ligado ou desligado é um conhecimento comum dentro da rede. Se alguém quer ligar para uma estação móvel desligada, a GMSC sinaliza imediatamente uma mensagem à pessoa que efetuou a ligação indicando que o móvel específico não está disponível, melhor que tentar despachar a chamada para a área onde a estação móvel foi "ouvida" pela última vez.

2.3 Estabelecimento de chamada

Antes que uma chamada possa ser estabelecida, a estação móvel deve ser ligada e registrada no sistema. Existem dois procedimentos diferentes. O primeiro é para o móvel que originou a chamada (MOC) e o segundo é para o móvel que receberá a chamada (MTC). Os dois procedimentos são parecidos, por isso será descrito apenas o primeiro caso.

De uma maneira similar ao procedimento de atualização de localização, o móvel começa com uma solicitação de canal, que é respondida pelo sistema com uma atribuição de canal. A estação móvel informa ao sistema o motivo de querer um canal, que neste caso é estabelecer uma chamada. Antes que o procedimento continue, o móvel outra vez tem que se autenticar. Para proteger qualquer mensagem de sinalização subsequente de espões com escutas, a rede pode dizer a estação móvel para iniciar a criptografia dos seus dados na próxima mensagem. Criptografar significa que as mensagens são transmitidas de uma forma codificada que só a estação móvel e a estação radiobase entendam. Na mensagem de configuração (*setup*), o móvel transmite o número para o qual quer ligar. Enquanto a chamada está sendo processada, o BSC (via BTS) designa um canal de tráfego pelo qual a troca de dados de usuários é realizada. Se a estação móvel destino não estiver ocupada, o terminal alerta e a conexão é estabelecida quando o telefone é "retirado do gancho".

2.4 Mudança de célula (*handoff* ou *handover*)

O procedimento de *handoff* ou *handover* é uma forma de continuar uma ligação mesmo quando uma estação móvel cruza a fronteira entre uma célula e outra. Antes dessa técnica ser implementada, uma chamada era abandonada quando uma estação móvel cruzava a fronteira entre células.

Numa rede celular uma célula tem um conjunto de células vizinhas. O sistema precisa saber qual das células vizinhas deve ser adotada em um procedimento de *handoff*. O método usado para determinar a próxima célula nos sistemas analógicos é diferente do método usado nos sistemas digitais. A diferença também existe nos nomes, enquan-

to o termo *handoff* surgiu no mundo analógico, o outro termo *handover* foi apresentado pelo GSM.

Nos sistemas analógicos, a estação radiobase monitora a qualidade do enlace (*link*) entre a estação móvel e ela mesma. Quando a estação radiobase “percebe” que a qualidade está degradada (a distância para a estação móvel provavelmente se tornou muito grande) ela solicita que as células adjacentes informem o nível de potência que estão recebendo da estação móvel. Possivelmente o nível mais alto será da célula mais próxima à estação móvel. A rede então decide o canal que a estação radiobase deve usar na nova célula e em que frequência correspondente a estação móvel deve sintonizar. Geralmente a estação móvel recebe o comando para executar uma troca de canal.

A estação móvel é o participante passivo no processo de *handoff*. Todas as medidas e trabalhos subseqüentes são feitos nas estações radiobase e na rede. Os locais onde ficam as estações radiobase (*cell sites*) são equipados com medidores do nível de potência das diferentes estações móveis nas várias frequências dos canais em uso.

A situação no sistema GSM é diferente. A estação móvel deve continuamente monitorar os níveis de potência vinda das células vizinhas. Para isso, a estação radiobase fornece ao móvel uma lista de estações radiobase (com os canais) cujas potências devem ser medidas. A lista é transmitida no canal base, que é o primeiro canal em que um móvel sintoniza no momento em que é ligado. A estação móvel executa continuamente medidas do nível de qualidade e potência do sinal recebido da célula que o serve e também dos níveis de potência das células adjacentes. O resultado das medições são colocados em uma espécie de relatório de medições (*measurement report*), que é periodicamente enviado à estação radiobase. A própria estação radiobase pode também realizar as medidas de qualidade e potência do enlace com a estação móvel. Se essas medições indicarem a necessidade de um *handover*, este poderá ser realizado imediatamente sem a necessidade de esperar pelas medidas feitas pela estação móvel, pois a estação radiobase apropriada para receber o móvel já será conhecida.

O GSM distingue dois tipos de *handovers*. Dependendo do tipo de fronteiras de células que a estação móvel esteja cruzando. Se um *handover* tem que ser realizado dentro da área de um BSC, este poderá gerenciar a operação sem consultar a MSC, que, em qualquer caso, tem que ser pelo menos notificada. Esse tipo de *handover* é

chamado de *handover* simples entre BTSs.

Por outro lado, se uma estação móvel estiver cruzando a fronteira de um BSC, então a MSC tem que controlar o procedimento de forma a assegurar uma transição suave da conversação. A conversação pode continuar mesmo com a troca de MSCs. A única diferença é que apesar do móvel passar a ser controlado pela nova MSC, o gerenciamento da chamada ainda continua sendo feito pela primeira MSC. A Figura 2.2 mostra esses dois tipos de *handovers*.

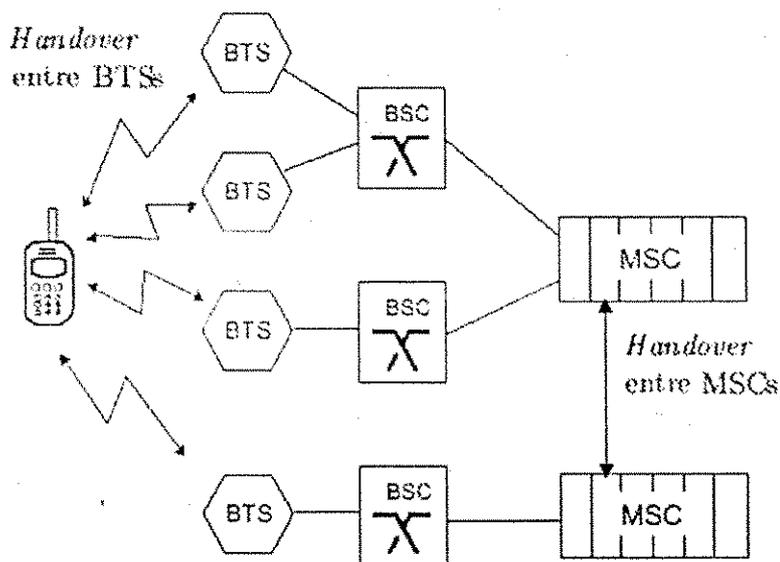


Figura 2.2: Hierarquia de *handovers*.

2.5 Parâmetros de segurança

2.5.1 Autenticação

O procedimento de autenticação checa a validade do cartão SIM dos assinantes e se eles têm permissão para usar uma rede em particular. A autenticação é baseada no algoritmo de autenticação *A3*, que é armazenado no cartão SIM e no centro de autenticação.

O algoritmo *A3* usa dois parâmetros de entrada: um é a chave de autenticação, K_i , que é armazenada apenas no cartão SIM e na rede. O segundo valor, o número gerado aleatoriamente (RAND), é transmitido para a estação móvel. A estação móvel passa o RAND para o cartão SIM no qual é usado como valor de entrada para o algoritmo *A3*. O resultado, SRES, é retornado da estação móvel para a rede onde o seu valor é comparado com o valor calculado pelo centro de autenticação. Um conjunto de parâmetros de autenticação (RAND e SRES) é armazenado no HLR e VLR para uso pelo centro de autenticação. Geralmente, alguns conjuntos desses parâmetros são armazenados nesses dois registros, pois um conjunto diferente é usado para cada configuração de chamada ou registro e são descartados após o uso. Se o HLR ou o VLR ficarem com poucos conjuntos de parâmetros, alguns novos devem ser solicitados do centro de autenticação.

2.5.2 Identidade temporária do assinante móvel

Para evitar que um possível invasor se identifique como usuário GSM por meio da identidade internacional do assinante móvel (IMSI), que é um número permanentemente atribuído, uma identidade temporária (TMSI) é atribuída a todos os assinantes enquanto eles estiverem usando a rede. Essa identidade é armazenada, junto com a verdadeira identidade, na rede. A identidade temporária é atribuída durante o procedimento de atualização da localização e é usada pelo tempo que os assinantes permanecerem ativos na rede. A estação móvel usa esse número temporário quando se comunica com a rede ou origina uma chamada. Similarmente, a rede usa o número temporário para procurar a estação móvel. A atribuição, administração e atualização da TMSI é realizada pelo VLR. Quando é desligada, a estação móvel armazena sua TMSI no cartão SIM para ter certeza de que estará disponível quando for ligada novamente.

2.6 A interface de radiotransmissão do GSM

A interface de radiotransmissão é a interface entre as estações móveis e a infra-estrutura fixa. Esta é uma das mais importantes interfaces do sistema GSM.

O GSM é um dos poucos sistemas móveis que permitem que os usuários façam

ou recebam ligações quando viajarem para um outro país. Essa é uma característica (*roaming*) muito importante para alguns usuários, mas requer uma maior complexidade da rede. Para fornecer esse recurso, o GSM precisa ter uma compatibilidade completa entre as estações móveis e as redes de diferentes fabricantes e operadoras. Esse é um dos motivos para a necessidade de uma interface de radiotransmissão bem definida no GSM.

2.6.1 O GSM primário

O sistema GSM primário refere-se à primeira geração dos sistemas GSM que foram instalados na Europa. Foram alocadas duas faixas de frequências de 25 MHz em torno de 900 MHz. A estação móvel transmite na faixa entre 890 e 915 MHz, e a estação radiobase transmite na faixa entre 935 e 960 MHz. Os pontos finais dentro da camada física são a estação móvel e a BTS. A direção MS-para-BTS é referida como enlace de subida (*uplink*) e a direção BTS-para-MS como enlace de descida (*downlink*). Assim como nos sistemas analógicos, um espaçamento duplex de 45 MHz é usado. A estação radiobase sempre transmite na faixa mais alta do par de frequências duplex.

2.6.2 O esquema de múltiplo acesso

O esquema de múltiplo acesso define como comunicações simultâneas diferentes, entre diferentes estações móveis situadas em células distintas, compartilham o espectro de frequências do GSM. Um misto de FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) e TDMA (*Time Division Multiple Access*), combinados com saltos em frequência (*frequency hopping*), foram adotados como os esquemas de múltiplo acesso para o GSM.

FDMA e TDMA

Usando FDMA, uma frequência é atribuída a cada usuário. A faixa de frequência disponível é dividida em subfaixas separadas por bandas de guarda. Uma característica importante do FDMA é que quando um canal é atribuído a um usuário, a faixa de frequência desse canal fica sendo usada exclusivamente pelo usuário até que a ligação não seja mais necessária. O TDMA permite que vários usuários compartilhem o mesmo

canal. Cada um dos usuários, compartilhando o canal comum, é associado a sua própria janela de tempo (*time slot*) dentro de um grupo de janelas chamado de quadro (*frame*). Geralmente o TDMA é usado com uma estrutura FDMA.

Considerando que o espaçamento dos canais no GSM é de 200 kHz, seria uma perda para o sistema não subdividir esse recurso ainda mais. Para conseguir isto, o GSM faz uso de técnicas TDMA, com as quais cada canal é subdividido em oito diferentes janelas de tempo numeradas de 0 a 7. Cada uma das oito janelas de tempo é atribuída a um único usuário. Um conjunto de oito janelas de tempo é denominado de quadro (*frame*) TDMA e todos os usuários de uma frequência comum dividem um quadro em comum. Se um móvel, por exemplo, é designado para a janela de tempo número 1, ele transmite apenas nessa janela de tempo e fica ocioso pelo tempo das outras sete janelas com seu transmissor desligado. Essa mudança periódica e regular do transmissor (ligado e desligado) é chamada de *bursting*. A duração de uma janela de tempo, que é equivalente a um segmento (*burst*) de um móvel, é 577 μ s, e a duração de um quadro TDMA é 4,615 ms.

Nos sistemas celulares analógicos típicos, a alocação de canais ocupa um espectro entre 12,5 e 30 kHz. O uso de técnicas TDMA no GSM fizeram com que efetivamente a alocação para canal de tráfego fosse de $200 \text{ kHz}/8 = 25 \text{ kHz}$, que é equivalente aos sistemas celulares analógicos típicos. Este fato demonstra que as especificações do GSM foram selecionadas pelas suas qualidades adicionais e características em vez da possibilidade de aumentar a capacidade.

Duplexação por divisão no tempo

Quando se usa a técnica TDMA, não é necessário transmitir e receber sinais ao mesmo tempo no modo *full-duplex*. A duplexação por divisão no tempo (TDD) é usada no GSM. O TDD apresenta algumas vantagens para a estação móvel:

- Requer metade do espectro, pois apenas uma frequência é usada;
- Não há necessidade de um estágio duplex dedicado (duplexador);
- O tempo de vida da bateria é aumentado ou então o peso da bateria é reduzido;

- Melhor qualidade (mais robusto) e terminais de menor custo.

2.6.3 Como funcionam as transmissões pulsadas

A necessidade de que a estação móvel transmita em apenas uma janela de tempo e fique ociosa durante as sete janelas de tempo restantes implica que a potência RF seja ligada e desligada em tempos bastante precisos. Se uma estação móvel não realizar essa função de acordo com as especificações, outras estações móveis serão perturbadas nas janelas de tempo adjacentes ou até em frequências vizinhas. A tendência de uma radiotransmissão pulsada perturbar canais em frequências vizinhas é chamada de *AM splash*. As especificações do GSM asseguram que as emissões de um móvel permaneçam no seu canal designado, pela especificação de um modelo potência-versus-tempo. Na Figura 2.3 pode-se ver que uma estação móvel tem que ser ligada ou desligada dentro de apenas $28 \mu\text{s}$ e, durante este pequeno intervalo de tempo, alcançar uma faixa dinâmica de até 70 dB. Nos níveis de potência menores que 34 dBm, a faixa dinâmica é um pouco mais relaxada, pois o nível de potência absoluto que deve ser alcançado quando for desligado é de -36 dBm . Após elevar sua potência RF, uma estação móvel tem $542,8 \mu\text{s}$ para transmitir informação.

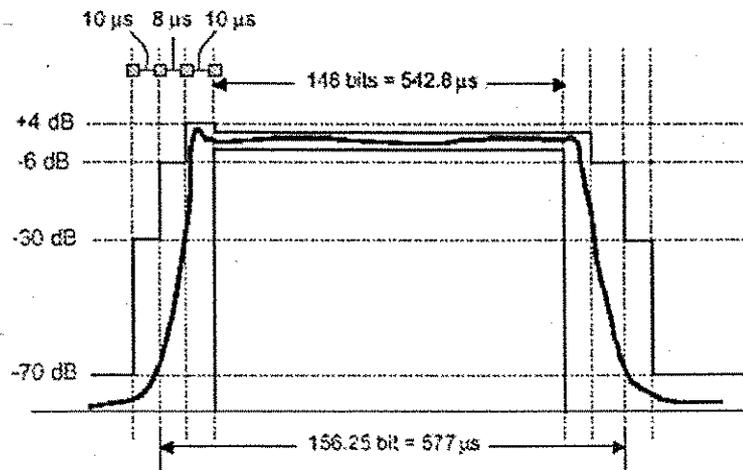


Figura 2.3: Modelo potência-versus-tempo.

Essa transmissão pulsada não é definida apenas para a estação móvel, mas geralmente é também encontrada em estações radiobase. Se apenas algumas janelas de tempo de um canal físico forem usadas, a estação radiobase pode aproveitar o tempo livre para também realizar acréscimos ou decréscimos de potência em sua saída. Existem alguns casos excepcionais em que esse funcionamento das estações radiobase pode perturbar a operação apropriada do sistema GSM.

2.6.4 Avanço no tempo e controle de potência

Dentro de uma célula simples, estações móveis podem ser encontradas a diferentes distâncias da estação radiobase. Dependendo da distância para a estação radiobase, o tempo de atraso (*delay time*) e a atenuação de um sinal de um móvel individual provavelmente serão diferentes do atraso e atenuação de qualquer uma das outras estações móveis. Fica evidente que as técnicas TDMA confiam profundamente na sincronização apropriada das transmissões de segmentos, assim como na recepção correta dos segmentos no receptor da estação radiobase. Para evitar a colisão ou entrelaçamento dos sinais dos móveis designados para janelas de tempo adjacentes, a estação radiobase realiza medidas do atraso no tempo de cada estação móvel, e comanda as estações móveis que enviarem segmentos atrasados a avançarem no tempo as suas transmissões. Essa característica é chamada de avanço no tempo (*timing advance*).

Para compensar a atenuação distinta para diferentes distâncias dentro da célula, a estação radiobase, ao mesmo tempo que está fazendo os ajustes de tempo nos móveis, comanda-os a usar níveis de potência diferentes de tal forma que a potência recebida pelo receptor da estação radiobase seja aproximadamente a mesma para cada janela de tempo. O controle de potência (*power control*) é realizado em passos de 2 dB. Isto significa que uma estação móvel mais distante do local da BTS tem que transmitir com um nível de potência maior do que aquelas estações móveis mais próximas da estação radiobase.

Uma estação móvel tem que realizar medidas da qualidade e do nível de potência do enlace entre ela e a estação radiobase. Se a BTS verificar que uma estação móvel não está recebendo o seu sinal com um nível de potência suficiente para uma comunicação

confiável, ela também poderá aplicar um controle de potência na sua própria saída RF e transmitir em diferentes níveis de potência para cada janela de tempo. O controle de potência da BTS é uma opção para as estações radiobase e ainda não está implementado em todos os sistemas GSM.

2.6.5 Estruturas dos segmentos

Como já mencionado, as informações no GSM são transmitidas por meio de dados (uns e zeros) confinados em janelas de tempo. Oito janelas formam um quadro e dependendo do tipo de informação a ser transmitida, uma estrutura de segmento diferente deve ser usada. Cada janela de tempo pode transmitir informação por um período de 542,8 μ s. Esse curto período acomoda 148 bits de dados.

Segmento normal

A Figura 2.4 mostra a estrutura de um segmento normal no domínio do tempo. Esse tipo de segmento é o mais comum no sistema GSM, é transmitido em uma janela de tempo tanto pela estação radiobase como pela estação móvel. Existem oito janelas de tempo em um quadro TDMA. Os dados de usuário (dados codificados) ocupam apenas uma porção da janela de tempo e o restante dos bits fica reservado para um conjunto de funções de controle que auxiliam na demodulação.

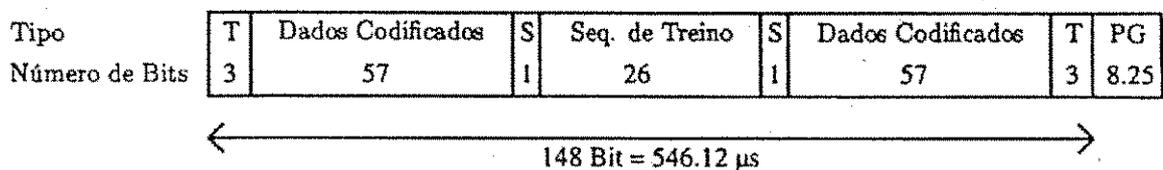


Figura 2.4: Estrutura de um segmento normal.

O segmento normal é formado pelas seguintes seqüências de bits:

- Bits de cauda (*Tail Bits*, (*T*)). É um grupo pequeno que consiste de três bits no início e no fim de cada segmento e são usados como tempo de guarda. O tempo

do *tail bit* cobre os períodos de incerteza durante o aumento e diminuição do nível de potência dos segmentos de acordo com o modelo potência-versus-tempo da Figura 2.3. Os bits de cauda têm sempre valor zero. Coincidentemente, o processo de demodulação requer alguns valores de bits iniciais nulos.

- **Dados Codificados.** Esses dois períodos, de 57 bits cada, contêm os dados de sinalização transmitidos, ou dados de usuários. Incluídos e misturados com os dados de usuários estão os bits codificados de canal, que são usados no receptor para ajudar a recuperar os dados originais.
- **Bits indicadores (*Stealing Flags, (S)*).** São dois bits que indicam ao decodificador se o segmento está transportando ou não dados de sinalização, os quais são geralmente mensagens usadas para manter o enlace. Isto é necessário porque dados de sinalização são muito importantes e são enviados para locais diferentes dos locais para onde vão os dados de usuário.
- **Seqüência de Treino.** É uma seqüência fixa de bits conhecida por ambos, o móvel e a estação radiobase. Sua função é auxiliar o receptor na estimação de canal e na sincronização dos segmentos. A sincronização permite que os receptores interpretem corretamente os dados.

A propagação em multipercurso resulta de reflexões do sinal transmitido em casas, montanhas e outros obstáculos. No final, o mesmo sinal percorre diferentes caminhos até chegar ao receptor. Mas cada caminho fornece sinais válidos com tempos de atraso e atenuações diferentes. Esses sinais chegam ao receptor sobrepostos, com pequenas diferenças nos níveis de potência e nas fases. O resultado é um espalhamento do atraso (*delay spread*) dos dados recuperados no receptor. Para auxiliar o receptor na separação dos diferentes sinais, a seqüência de treino é usada. Existem oito seqüências de treino diferentes definidas no GSM. Todos os sinais em uma célula em particular usam a mesma seqüência de treino. Muito cuidado foi tomado para assegurar que essas seqüências não pudessem ser repetidas dentro da parte dos dados codificados no segmento, pois a seqüência deve ser uma parte única.

A parte do receptor que corrige os dados distorcidos e misturados e que precisa da seqüência de treino para isto é o equalizador. Um equalizador é um filtro que transforma os diferentes sinais em um simples sinal sem ambigüidade. O equalizador faz isto primeiramente observando a seqüência de treino distorcida em cada janela de tempo para então ajustar as características do seu filtro com o objetivo de conseguir o sinal original, ou seja, a seqüência de treino original. O equalizador sabe como devem ser as seqüências de treino, isso é informado pela rede. Recuperando a seqüência de treino, então todos os outros bits na janela de tempo também são recuperados. O equalizador no GSM pode compensar atrasos de até $16 \mu\text{s}$.

Em outras palavras, a seqüência de treino ajuda o equalizador, que é parte do receptor, a demodular o conteúdo da seção de dados no segmento. Tendo um padrão de bits que é conhecido pelo receptor, o equalizador detecta a resposta ao impulso do filtro imposta ao sinal modulado. Essa resposta ao impulso é devida aos efeitos de multipercurso e *Doppler*. Aplicando a função inversa do filtro (pelo cálculo dos coeficientes do filtro digital) na parte do sinal contendo os dados, o equalizador então regenera os símbolos do sinal.

- Período de Guarda (PG). O período de guarda (Figura 2.5) tem duração fracionária, quando medida em bits. Nenhum dado é transmitido durante o período de guarda, pois o mesmo é reservado para o aumento ou redução do nível de potência. Como o tempo de um bit para o sistema GSM é definido como $3,69 \mu\text{s}$, o período de guarda pode ser calculado como $8,25 \text{ bits} \times 3,69 \mu\text{s/bit} = 30,4 \mu\text{s}$, que é aproximadamente o tempo usado durante o aumento do nível de potência. Durante esse tempo, dois segmentos consecutivos de dois móveis podem se sobrepor (Figura 2.6). Como nenhum dado é transmitido nesse período, a comunicação não é perturbada enquanto as potências de saída dos transmissores estão aumentando ou diminuindo.

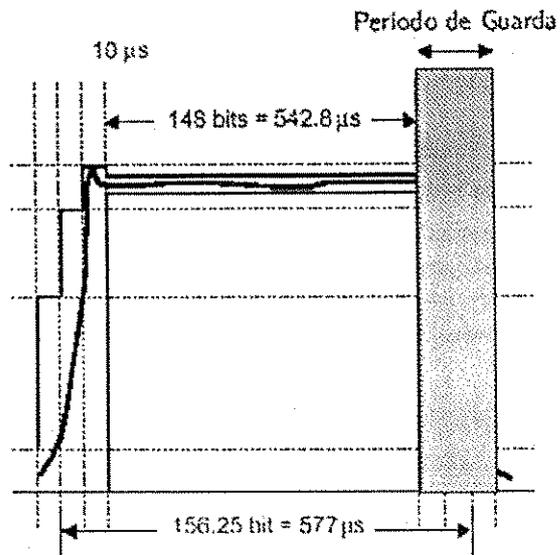


Figura 2.5: O período de guarda.

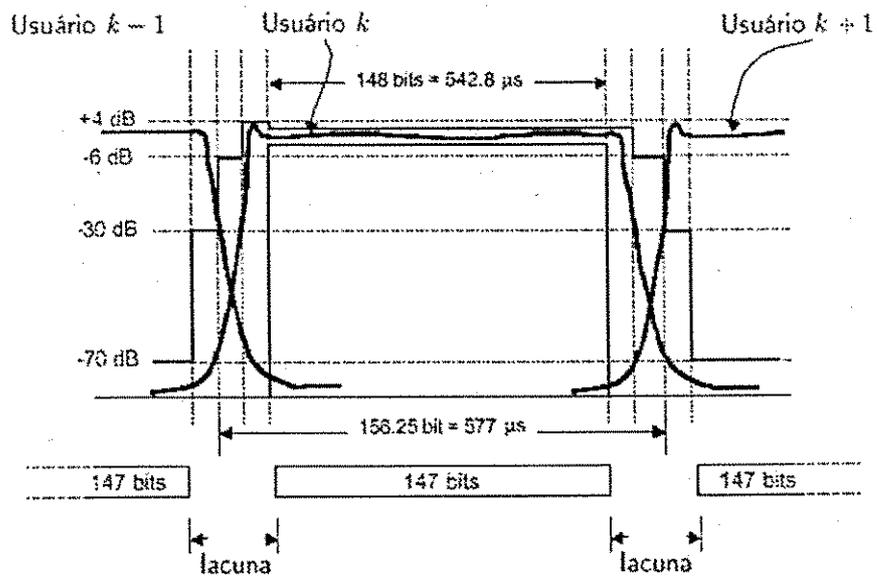


Figura 2.6: Sobreposição dos segmentos de diferentes usuários.

Segmento de Acesso Aleatório

Dentro da célula uma rígida sincronização tem que ser mantida para que os segmentos das estações móveis cheguem à estação radiobase dentro das suas janelas de tempo designadas. Assume-se que o enlace já tenha sido estabelecido. Porém, inicialmente é necessário ajustar e sincronizar um enlace. Deve haver uma situação inicial durante a qual a estação radiobase pode fazer uma estimativa preliminar das configurações do avanço no tempo para a estação móvel, ou seja, uma forma de medir o atraso dos segmentos que o móvel está transmitindo. O atraso é proporcional à distância entre a estação radiobase e o móvel, e essa distância pode mudar.

Se essa medida fosse feita com um segmento normal, haveria uma grande probabilidade desses segmentos, vindos de muitos móveis, se sobrepossem uns aos outros na estação radiobase, particularmente quando algum móvel está transmitindo dos limites de uma grande célula. Para evitar essa situação, os móveis usam um segmento mais curto durante o acesso inicial, que leva em consideração o raio máximo da célula. Mesmo se uma estação móvel estiver na borda de uma grande célula, seu pequeno segmento não iria se sobrepor aos segmentos normais adjacentes. O tipo de segmento usado para esse propósito é chamado de segmento de acesso aleatório. Esse nome foi dado porque as estações móveis transmitem esses segmentos em instantes aleatórios e apenas quando estão tentando ganhar acesso inicial ao sistema. Existe a possibilidade de duas estações móveis tentarem acessar o sistema simultaneamente, nesse caso ocorre uma colisão. Porém, se um dos segmentos for recebido pela BTS com um nível de potência suficientemente mais alto em comparação com o outro, é possível a recepção correta, caso contrário, as duas tentativas são perdidas.

A Figura 2.7 mostra o conteúdo de um segmento de acesso aleatório. O significado dos bits dentro desse tipo de segmento é o mesmo explicado para o segmento normal. A seqüência de sincronização tem o mesmo significado da seqüência de treino. A diferença é que a seqüência de sincronização é muito mais longa devido ao equalizador precisar de mais informação para poder sincronizar apropriadamente com um novo sinal.

O período de guarda desse tipo de segmento é de $68,25 \text{ bits} \times 3,69 \mu/\text{bit} = 252 \mu\text{s}$. A distância máxima do móvel até a estação radiobase pode ser deduzido a partir desse

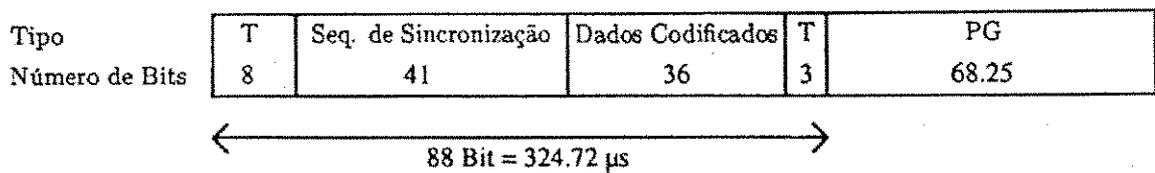


Figura 2.7: Estrutura de um segmento de acesso aleatório.

tempo. Ignorando as condições de propagação e assumindo a velocidade das ondas eletromagnéticas como sendo similar à velocidade da luz, a distância máxima é então $252 \mu s \times (3 \times 10^8 \text{ m/s}) = 75,5 \text{ km}$. Mas, as ondas de radiotransmissão têm que viajar duas vezes a distância entre as estações para que se estabeleça o enlace: um caminho no sentido da BTS para a estação móvel, em que a estação móvel sincroniza com o tempo do sistema, e o outro no sentido da estação móvel para a BTS. Para assegurar que o segmento de acesso aleatório não colidirá com um segmento normal na mesma célula, a máxima distância permitida entre a estação móvel e a BTS é metade do atraso máximo, ou seja, 37,75 km.

Segmento de correção de frequência

Como a sincronização é uma necessidade crítica do sistema, a estação radiobase tem que fornecer os meios para uma estação móvel sincronizar com a frequência principal do sistema. Para conseguir isso, a estação radiobase transmite, durante certos intervalos conhecidos, um sinal em forma de onda senoidal pura por um período exato de uma janela de tempo. Devido à natureza do tipo de modulação usada no GSM, isto pode ser conseguido enviando uma seqüência fixa de zeros (000...) durante a janela de tempo. A estação móvel tem conhecimento preciso de quando deve esperar por um segmento de correção de frequência. A Figura 2.8 mostra o conteúdo desse tipo de segmento.

Segmento de sincronização

Quando um móvel começa a sincronizar com a rede, primeiramente procura e detecta apenas a frequência em que o canal base está localizado. O móvel ainda não tem

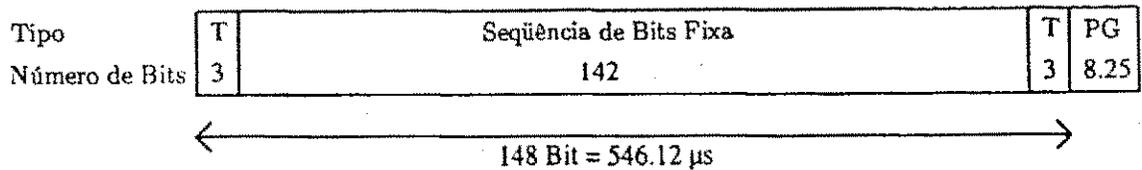


Figura 2.8: Estrutura de um segmento de correção de frequência.

uma chave com a qual pode demodular e decodificar a informação fornecida no canal base, cujo conteúdo são alguns parâmetros importantes do sistema. A chave é uma das oito seqüências de treino definidas. A estação radiobase informa ao móvel, com um segmento de sincronização, qual chave usar. A Figura 2.9 mostra o conteúdo deste tipo de segmento, que é similar ao segmento normal. A diferença é a seqüência de sincronização mais longa e a presença de dados codificados de menor tamanho. Os dados codificados contêm o código de informação da estação radiobase (BSIC) que indica a atual seqüência de treino (código de cor da estação radiobase (BCC)) e o código de cor nacional (NCC), além de um número representando o quadro TDMA.

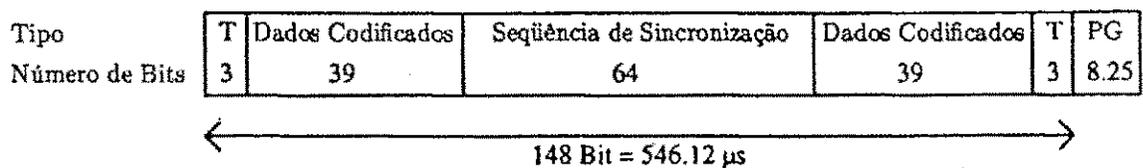


Figura 2.9: Estrutura de um segmento de sincronização.

2.6.6 Canais lógicos

Como já foi dito, os dados no GSM são transmitidos em janelas de tempo definidas, sendo um grupo de oito dessas janelas chamado de quadro. As janelas de tempo constituem os canais físicos. Os dados transmitidos podem ser de tráfego ou de sinalização, por isso é necessário organizá-los de forma apropriada. Os tipos de organizações dos

dados a serem transmitidos são chamados de canais lógicos.

Considerando o conceito de canal lógico, afasta-se um pouco da natureza física do sinal e aproxima-se mais da natureza da informação a ser transmitida. A forma de transmitir informação depende do tipo de informação que se quer transmitir. Tipos diferentes de informação podem existir no sistema em diferentes canais lógicos. Os conteúdos dos canais lógicos podem aparecer em qualquer canal físico (frequência e janela de tempo), mas uma vez que um canal físico é designado para transportar o conteúdo de um canal lógico, essa atribuição deve permanecer inalterada.

Um canal lógico transporta dados de sinalização ou de usuário. Os dados, de qualquer um dos tipos, são mapeados em um canal físico. A maneira como os dados são mapeados no canal físico depende do conteúdo deles. Dados importantes têm maior prioridade que dados de rotina. Os esquemas de mapeamento produzem algumas estruturas de canal, consideradas combinações de estruturas. Existem sete combinações de canais lógicos que podem ser mapeadas nos canais físicos.

O sistema GSM distingue canais de tráfego, usados para dados de usuário, e canais de controle, usados para mensagens de gerenciamento da rede e para algumas tarefas de manutenção dos enlaces. Uma analogia pode ser feita considerando os passageiros e a tripulação de um avião. Os passageiros são os dados de usuário enquanto a tripulação são os dados de controle. Também pode-se distinguir nessa mesma analogia a diferença entre canal lógico e canal físico. A maneira como são organizados os passageiros e a tripulação constituem dois canais lógicos (o canal de tráfego e o canal de controle, respectivamente) e o avião constitui o canal físico. A menos que seja especificado de outra forma, a palavra canal de agora em diante se referirá a canal lógico. Os canais lógicos usados no GSM estão ilustrados na Figura 2.10

Canais de tráfego

Os canais de tráfego permitem que o usuário transmita voz ou dados. Dependendo do tipo, voz ou dados, diferentes canais podem ser usados:

- Os canais de tráfego de taxa integral (TCH/FS) são os canais que foram usados no início do GSM para transmitir voz. A taxa de transmissão é de 13 kbps.

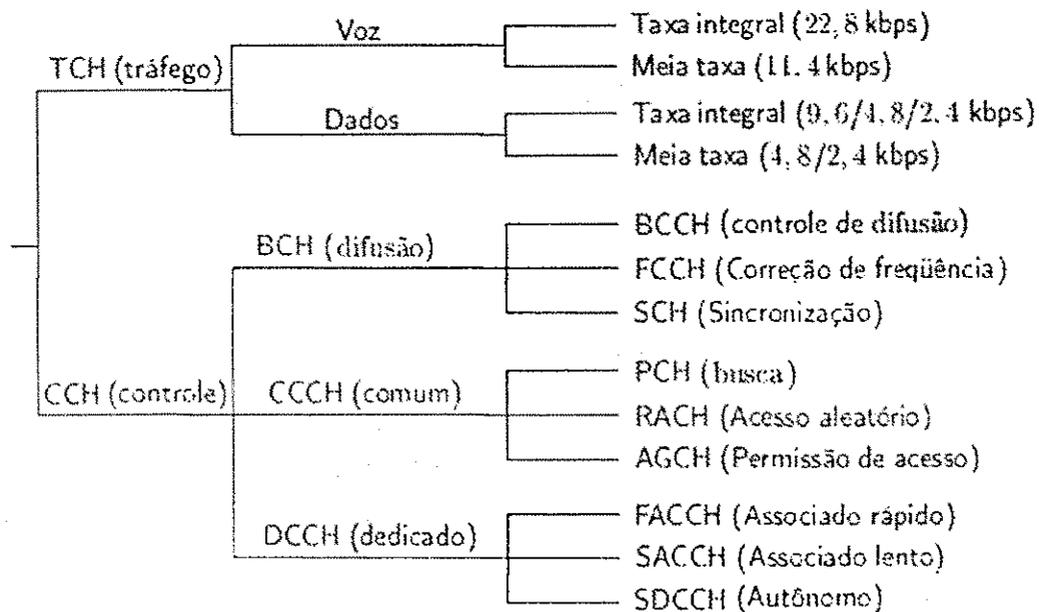


Figura 2.10: Canais lógicos.

- Os canais de tráfego de meia taxa (TCH/HS) foram concebidos inicialmente apenas como uma opção para uso futuro. A idéia era dobrar a capacidade do sistema pela compressão dos dados por um fator de dois. Mas esse ganho na capacidade não deveria comprometer a qualidade da voz conseguida com os canais de tráfego de taxa integral, por isso outro tipo de codificação de voz teve que ser adotado para os canais de tráfego de meia taxa.
- TCH/F9.6/4.8/2.4. São usados para transmissão de dados a taxas de 9.6/4.8/2.4 kbps. Dependendo do equipamento usado em ambos os lados do enlace, pode-se ter tanto dados de fax como de computadores. A taxa de dados usada no sistema depende da capacidade da estação móvel. Para cada taxa de dados, um esquema de codificação diferente é usado, o que requer capacidades de *software* apropriadas nas estações móveis. Já existem transceptores que podem ser conectados à porta PCMCIA de computadores *laptops* para serem usados na transmissão de dados ou fax.

- TCH/H4.8/2.4. São usados para transmissão em um canal de tráfego de meia taxa. A implementação desse serviço depende da disponibilidade do canal de tráfego de meia taxa.

Canais de controle

Os canais de controle não transportam dados de voz de usuários, dados de fax ou mesmo dados de computador. Os canais de controle levam os dados que a rede e as estações necessitam para assegurar que todo o tráfego se mantenha confiável e eficiente. Dependendo de suas tarefas, existem quatro classes diferentes de canais de controle: os canais de difusão (*broadcast*), os canais de controle comuns, os canais de controle dedicados e os canais de controle associados.

Os canais de difusão (BCH) são transmitidos apenas pela estação radiobase e são incumbidos de fornecer informação suficiente para a estação móvel sincronizar com a rede. Os móveis nunca transmitem um BCH. Existem três tipos de BCH:

- Canal de controle de difusão (BCCH). Informa à estação móvel sobre parâmetros de sistema específicos que são necessários para identificar a rede ou para ganhar o seu acesso. Esses parâmetros são, entre outros, o código de área de localização (LAC), o MNC (para identificar a operadora), a informação de quais frequências podem ser encontradas em células vizinhas, opções de células diferentes e parâmetros de acesso.
- Canal de correção de frequência (FCCH). Fornece a referência de frequência do sistema para a estação móvel. Esse canal lógico é mapeado apenas no segmento de correção de frequência e este contém apenas o FCCH.
- Canal de sincronização (SCH). Fornece a chave (seqüência de treino) para a estação móvel. A chave é necessária para demodular a informação transmitida pela estação radiobase. O SCH é mapeado no segmento de sincronização.

Os canais de controle comuns (CCCH) auxiliam no estabelecimento de um enlace dedicado entre o móvel e a estação radiobase. Esses canais fornecem as ferramentas

para realizar as chamadas e podem ser originados tanto na rede como na estação móvel. Existem três tipos de CCCH:

- Canal de acesso aleatório (RACH). Usado pela estação móvel para requerer um canal dedicado da rede. A estação radiobase nunca usa o RACH. O RACH é mapeado no segmento de acesso aleatório e contém a primeira mensagem enviada para a estação radiobase. Uma medida do atraso da estação móvel ainda tem que ser realizada antes que o enlace seja permanentemente estabelecido.
- Canal de busca (PCH). Usado pela estação radiobase para alertar uma estação móvel (dentro da célula) sobre uma chamada recebida.
- Canal de permissão de acesso (AGCH). Usado pela estação radiobase para informar a estação móvel sobre qual canal dedicado deve ser usado para uso imediato. Além disso, também é informado o avanço no tempo que deve ser usado. A mensagem no AGCH é uma resposta da estação radiobase a uma mensagem RACH da estação móvel.

Os canais de controle dedicados (DCCH) são usados para as transferências de mensagens entre a rede e a estação móvel, mas não são usados para tráfego. Eles também são usados para mensagens de sinalização de baixo nível entre as próprias estações. As mensagens da rede são necessárias para o procedimento de registro ou para uma configuração de chamada. As mensagens de sinalização de baixo nível são usadas para manutenção da ligação. A rede, às vezes, tem que estar envolvida com as tarefas de manutenção da ligação.

- Canal de controle dedicado autônomo (SDCCH). Usado para a transferência de informação de sinalização entre um móvel e uma estação radiobase.

No enlace de descida, a estação radiobase transmite um conjunto reduzido de parâmetros de informação do sistema para manter o móvel atualizado sobre as últimas mudanças. Estes dados são similares aos transmitidos no BCCH, com alguns parâmetros de controle adicionais para comandar a estação móvel a usar um valor de avanço no tempo específico ou um outro nível de potência.

No enlace de subida, a estação móvel informa os resultados das medições realizadas nas células vizinhas. Essas medições são enviadas para a rede com o objetivo de auxiliar nas decisões de *handover*. A estação móvel também diz à rede quais configurações do avanço no tempo e do nível de potência está usando naquele instante.

Os canais de controle associados têm funções parecidas com as dos canais de controle dedicados, são usados tanto para transportar informações importantes para manutenção da ligação como em situações de urgência na troca de sinalização.

- Canal de controle associado lento (SACCH). É sempre usado em associação com um canal de tráfego ou um SDCCH. Se uma estação radiobase designar um canal de tráfego, sempre haverá um SACCH associado a esse canal. O mesmo acontece caso seja designado um SDCCH. O propósito do SACCH é a manutenção da ligação. O SACCH transporta parâmetros de controle e medição ou dados de rotina necessários para manter o enlace entre a estação móvel e a estação radiobase.
- Canal de controle associado rápido (FACCH). Pode transportar a mesma informação do SDCCH. A diferença é que o SDCCH tem seu canal específico, enquanto o FACCH substitui total ou parcialmente um canal de tráfego. Se durante uma chamada houver necessidade de alguma sinalização com urgência, então o FACCH aparece no lugar do canal de tráfego. Isso pode acontecer no caso de um *handover*, onde é preciso bastante troca de sinalização entre a estação móvel e a estação radiobase. O FACCH é usado para transmitir essas sinalizações mais longas. Isso é feito substituindo os canais de tráfego e indicando a sua presença com o uso dos bits indicadores.

2.6.7 Estruturas dos quadros

A sincronização dos segmentos no GSM é de extrema importância. As informações transportadas são de diferentes tipos e precisam ser entregues ao destino seguindo todo o planejamento de tráfego e sinalização da rede, ou então o sistema entrará em colapso. Para assegurar que tudo ocorra nos instantes marcados e que os pacotes de dados sejam enviados para os locais corretos, os segmentos são ordenados em quadros. É uma forma de ajudar no andamento do tráfego e dos sinais de controle.

As informações, tanto de tráfego como de sinalização, são ordenadas em quadros antes de serem mapeadas em janelas de tempo. Os quadros são cuidadosamente organizados em estruturas formadas por combinações de canais, um após o outro, de tal forma que os receptores podem reconhecer que tipo de dados deveriam estar presentes a qualquer instante com o mínimo de atraso e erro.

Combinações dos canais

Os canais são sempre combinados nos canais físicos. De acordo com as especificações do GSM, existem sete tipos de combinações de canais, mostradas na Tabela 2.1 (A parcela CCCH representa os três tipos de canais de controle comuns: RACH, PCH e AGCH). Os números entre parênteses representam subcanais.

Cada combinação de canal requer um único canal físico. A técnica TDMA usada cria oito canais físicos em uma portadora. É possível, portanto, colocar diferentes combinações de canais em uma portadora. Uma para cada janela de tempo designada.

De uma maneira similar à estrutura de quadros TDMA que permite que janelas de tempo sejam ordenadas em uma portadora, existem também algumas estruturas multiquadros feitas de um número fixo de quadros TDMA que permitem que canais lógicos sejam ordenados em janelas de tempo. Há uma grande diferença entre canais lógicos que transportam dados de voz e os que transportam dados de sinalização. Uma estrutura 26-multiquadro é usada para as combinações de canais de tráfego, e uma estrutura 51-multiquadro é usada para combinações de canais de sinalização.

I	TCH/FS + FACCH/FS + SACCH/FS;
II	TCH/HS(0,1) + FACCH/HS(0,1) + SACCH/HS(0,1);
III	TCH/HS(0) + FACCH/HS(0) + SACCH/HS(0) + TCH/HS(1) + FACCH/HS(1) + SACCH/HS(1);
IV	FCCH + SCH + CCCH + BCCH;
V	FCCH + SCH + CCCH + BCCH + SDCCH/4 + SACCH/4;
VI	CCCH + BCCH;
VII	SDCCH/8 + SACCH/8.

Tabela 2.1: Combinações de canais no GSM.

Estrutura 26-multiquadro

TCH/FS (Combinação I)

Os primeiros 12 quadros (Figura 2.11) são usados para transmitir dados de tráfego. Eles também podem ser usados para transmissão de dados a 9.6, 4.8 ou 2.4 kbps. Um quadro para o SACCH vem em seguida, e então outros 12 quadros para mais dados de tráfego. O último quadro fica ocioso (O), e nada é transmitido nele. Esse quadro ocioso dá à estação móvel o tempo para executar outras tarefas como medir a potência do sinal em células vizinhas ou na sua própria célula. O comprimento total de uma estrutura 26-multiquadro é $26 \times 4,615 \text{ ms} = 120 \text{ ms}$.

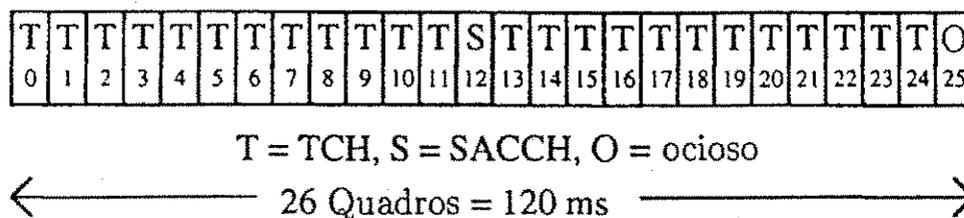


Figura 2.11: Estrutura de quadro para o TCH/FS.

TCH/HS (Combinação II e III)

Para a transmissão dos canais de voz de meia taxa, é possível juntar dois deles em uma estrutura 26-multiquadro (Figura 2.12). Dentro dos quadros simples, os dois canais são transmitidos de uma forma alternada. O quadro número 25, neste caso, é reservado para o SACCH do segundo canal de meia taxa; cada canal de meia taxa tem o seu próprio SACCH. Essa estrutura é usada se dois canais de meia taxa forem atribuídos ao mesmo tempo, de acordo com a combinação III. Se apenas um canal de meia taxa for necessário, então a combinação II se aplica. Na combinação II, o segundo quadro sempre é ocioso e durante esse tempo a estação móvel pode executar outras tarefas.



T = TCH1, S = SACCH1, t = TCH2, s = SACCH2

Figura 2.12: Estrutura de quadro para o TCH/HS.

Estrutura 51-multiquadro

Os quadros de sinalização não transportam dados de usuário. A estrutura 51-multiquadro é um pouco mais complexa que a variedade 26-multiquadro, pois incorpora quatro combinações de canais distintas, cada uma das quais requer uma estrutura diferente.

FCCH + SCH + CCCH + BCCH (Combinação IV)

Todos os tipos de canais usados nessa combinação ocorrem na direção da BTS para a estação móvel ou da estação móvel para a BTS. Existem estruturas diferentes para os dois casos, uma para o enlace de descida e outra para o enlace de subida. No enlace de descida, a combinação IV oferece muito espaço para o CCCH, que pode ser tanto um PCH (para chamar um móvel) como um AGCH (para designar um canal para a estação

FCCH + SCH + CCCH + BCCH + SDCCH/4 + SACCH/4 (Combinação V)

Essa é a combinação mínima para células pequenas com apenas um ou dois transceptores. O uso dessa combinação segue as mesmas regras do uso da combinação IV (ou seja, apenas um vez em uma célula e sempre na janela de tempo 0). As combinações IV e V são mutuamente exclusivas. A expressão SDCCH/4 + SACCH/4 significa que é possível atribuir até quatro DCCHs com os seus canais associados requeridos. Estes são chamados de subcanais; isto é, SDCCH(2) se chama "subcanal dois do SDCCH". A Figura 2.14 mostra essa combinação.

Existem duas coisas importantes no gráfico. Uma é que as posições para os subcanais correspondentes no SDCCH estão a uma certa distância uns dos outros: para o enlace de subida são 15 quadros e para o enlace de descida são 36 quadros. O objetivo disso é reduzir o ciclo de resposta de comando para um multiquadro. Se, por exemplo, a estação radiobase comandar a estação móvel a se autenticar, a resposta pode ser enviada apenas 15 quadros mais tarde. O mesmo se aplica para a outra direção, com a única diferença de que a rede tem mais tempo para uma resposta. Essa necessidade ocorre devido as distâncias na rede para os sinais serem bem maiores. O mesmo se aplica para a combinação de canal VII, com oito SDCCHs.

O outro fato importante é que existem duas estruturas multiquadro juntas na Figura 2.14. A razão para isso é que um SACCH só é transmitido a cada nova versão do multiquadro. Pode-se pensar que existe uma possibilidade de transmitir apenas dois quadros do SACCH a cada multiquadro, mas a informação é espalhada por quatro quadros, e eles pertencem uns aos outros. O tempo do SACCH é metade do tempo do SDCCH.

CCCH + BCCH (Combinação VI)

Se uma estação radiobase gerencia um grande número de transceptores, é provável que o número de CCCHs fornecidos pela combinação IV não seja suficiente para cumprir o trabalho. Para servir um número muito grande de estações radiobase, é possível desig-

nar canais de controle adicionais na combinação VI. Essa atribuição pela combinação VI faz sentido apenas quando a combinação IV estiver presente, pois a combinação apenas acrescenta capacidade de controle adicional aos recursos existentes da combinação IV. Enquanto a combinação IV sempre ocupa a janela de tempo 0, a combinação VI é designada para a janela de tempo 2, 4 ou 6. A estrutura multiquadro da combinação VI é similar a da combinação IV. A única diferença é que não existem FCCHs e SCHs na combinação VI.

SDCCH/8 + SACCH/8 (Combinação VII)

Se uma célula usa a sinalização da combinação IV (em conjunto com a combinação VI), esta ainda não fornece qualquer sinalização de canal na qual os móveis podem realizar tarefas básicas como uma configuração de chamada ou registro. A combinação VII fornece a capacidade de sinalização de rotina para a célula. A expressão SDCCH/8 + SACCH/8 indica que oito diferentes DCCHs podem ser usados com oito SACCHs nessa combinação, e portanto podem servir para oito enlaces de sinalização em paralelo em um único canal físico. A estrutura de quadro para a combinação VII é mostrada na Figura 2.15.

Combinações das estruturas 26- e 51-multiquadros

São necessários 26 quadros TDMA para transmitir todas as 26 partes de um 26-multiquadro, uma janela de tempo de cada vez. Similarmente, são necessários 51 quadros TDMA para enviar todas as 51 partes de um 51-multiquadro, uma janela de tempo por vez.

Até agora essas duas estruturas foram tratadas independentemente, porém é necessário explicar como elas podem ser combinadas nos mesmos quadros TDMA. Por exemplo, como é feita a combinação de um 51-multiquadro designado para a janela de tempo 0 e um 26-multiquadro designado para a janela de tempo 5. É uma situação complicada, pois 26 não divide 51 e não é interessante ter espaços vazios (janelas de tempo vazias). Para essa combinação um novo formato de quadro é apresentado: o

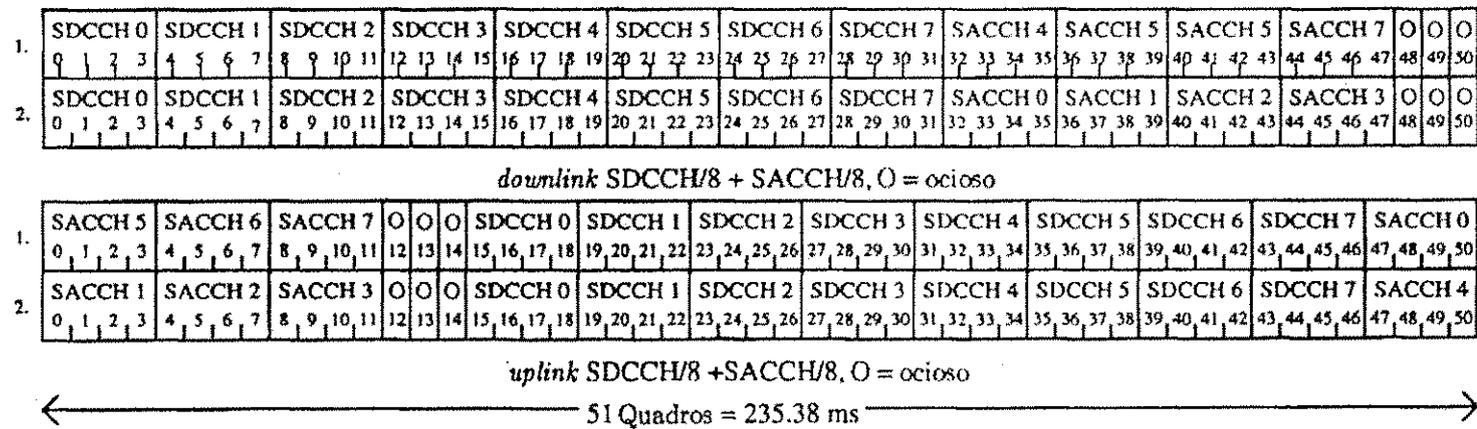


Figura 2.15: Estrutura de quadro para a combinação de canal VII.

superquadro. O superquadro tem um comprimento de $51 \times 26 = 1326$ quadros, que é o mínimo denominador comum dos dois números, sendo também o menor número de quadros TDMA (oito janelas de tempo cada um) que pode absorver todo o conteúdo de todos os 26- e 51-multiquadros e ainda terminar sem janelas de tempo vazias. Um superquadro pode acomodar tanto 26 51-multiquadros como 51 26-multiquadros. Observe a Figura 2.16 como os multiquadros ficam organizados.

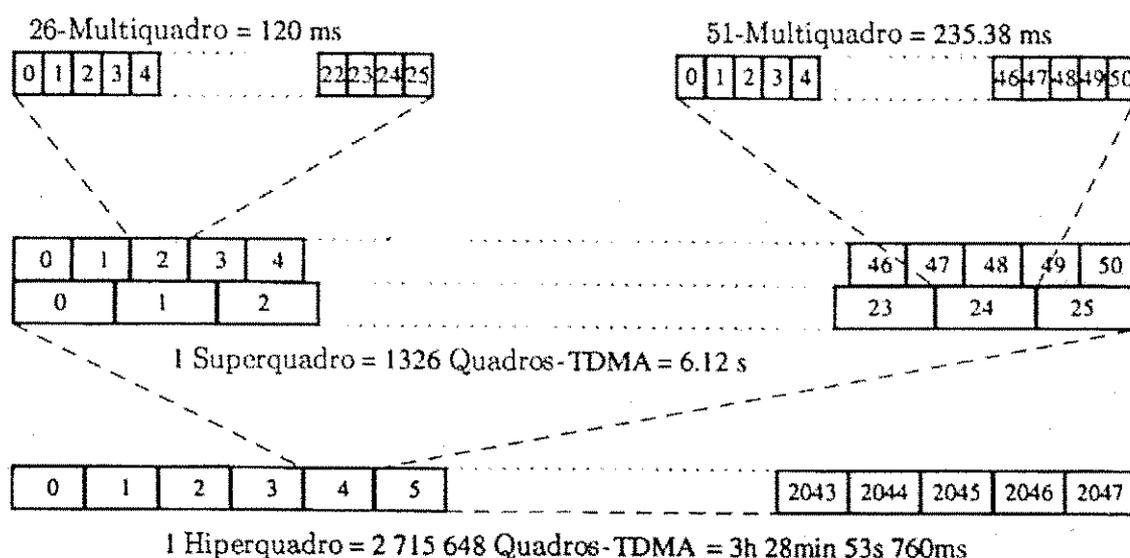


Figura 2.16: Estruturas de quadros no GSM.

Existe também o chamado hiperquadro. Não há nada em particular com relação ao hiperquadro. Ele apenas consiste de 2048 superquadros. O sistema às vezes refere-se ao número de quadros dentro de um contexto de hiperquadro. O hiperquadro representa a estrutura mais ampla no sistema e dura aproximadamente 3,5 horas antes de ser repetida.

Quando se descreve a estrutura do quadro de sinalização, torna-se importante saber exatamente qual quadro está sendo transmitido atualmente, pois do contrário não se poderia saber se estaria sendo recebido um SDCCH(0) ou SDCCH(2). Para evitar essa ambigüidade, os quadros são numerados de uma forma especial: existem três

contadores, chamados de $T1$, $T2$ e $T3$. $T1$ conta os superquadros. Sempre que um superquadro for completado, $T1$ é incrementado de um. $T1$ tem valores entre 0 e 2047. $T2$ conta os quadros de voz, os quais ocorrem apenas em estruturas 26-multiquadro. O valor de $T2$, portanto, varia de 0 a 25. $T3$ conta os quadros de sinalização, os quais ocorrem em estruturas 51-multiquadro. Similarmente ao contador de tráfego, o conteúdo de $T3$ pode variar de 0 a 50. Em algum ponto inicial, todos os contadores são colocados em 0, e então os quadros começam a ser transmitidos. Sempre que uma estrutura multiquadro de voz ou de sinalização é finalizada, seus respectivos contadores ($T2$ e $T3$) são recolocados em 0 e reiniciam a contagem. Após 1326 quadros TDMA, $T2$ e $T3$ são finalmente reiniciados juntos e começam a contagem a partir do zero. Isto marca a duração de um superquadro. Quando o primeiro superquadro é finalizado, $T1$ é incrementado de 1. $T1$ só reinicia a contagem após 2047, que acontece mais de 3 horas após o início. Sabendo-se o conteúdo dos contadores $T1$, $T2$ e $T3$ e que tipos de multiquadros foram designados em cada uma das oito janelas de tempo disponíveis no quadro TDMA, é possível saber exatamente o que há em cada janela de tempo no instante considerado.

Um número de identificação de quadro consiste dos valores atuais de $T2$ e $T3$, sendo transmitido no SCH. Esse número dá à estação móvel uma indicação inicial da estrutura de quadro que prevalece naquele instante de tempo. Apenas com esses dois números ($T2$ e $T3$), é uma tarefa fácil para o móvel procurar pelo BCCH e pela informação do sistema. O móvel sabe que a informação é transmitida quando o contador $T3$ estiver, por exemplo, entre 2 e 5 (veja a Figura 2.13). É muito importante para uma estação móvel ter essa informação sobre o instante exato nas estruturas dos quadros. Com esse conhecimento, a estação móvel saberá quando deve esperar por alguma coisa e quando deverá fazer transmissões apropriadas.

Geralmente é difícil entender como a transição de uma canal de sinalização para um canal de tráfego se processa quando eles estão localizados em estruturas de quadros diferentes. É necessário lembrar que as estruturas 26-multiquadro ou 51-multiquadro se aplicam a uma simples janela de tempo dentro de um quadro TDMA. Se uma estação móvel for comandada a parar de receber uma estrutura de sinalização em uma janela de tempo x e, em vez disso, retornar ao canal de tráfego da janela de tempo y , será

necessário levar em consideração as diferentes estruturas de quadros nessas janelas de tempo. Os contadores sempre estarão contando. Dessa forma, é fácil se mover de uma estrutura para outra. A Figura 2.17 mostra um exemplo do mapeamento das diferentes estruturas. Nesse exemplo, três janelas de tempo foram atribuídas ao móvel: 0 para o BCCH (combinação IV), 2 para o canal de tráfego (combinação I) e 5 para o SDCCH/8 (combinação VII). As janelas de tempo 0 e 5 estão com a estrutura 51-multiquadro, enquanto a janela de tempo 2 está com a estrutura 26-multiquadro. Estas duas estruturas são mapeadas juntas em uma estrutura superquadro na qual as diferentes janelas de tempo ainda permanecem com as suas identidades originais.

2.6.8 Codificação de voz

O serviço mais importante oferecido ao usuário de uma rede móvel celular é a transmissão de voz. Este é o serviço que justifica os enormes esforços e investimentos necessários para instalar e manter tais redes.

O requisito técnico geral é simples: transmitir sinais de voz com um nível de boa qualidade. Devido ao uso do TDMA no GSM, a informação é transmitida em pulsos, de tal forma que o conteúdo (a representação do sinal de áudio contínuo original) está codificado no domínio do tempo durante sua transmissão pelo canal. No receptor, a informação é decodificada para que o sinal de áudio contínuo (em banda básica) seja obtido.

Conversão A/D no GSM

No GSM, o som (voz humana) é convertido em um sinal elétrico pelo microfone. Para digitalizar este sinal analógico, é necessário amostrá-lo. Inicialmente o sinal é filtrado, de tal forma que só fiquem as componentes de frequência abaixo de 4 kHz. Sinais de voz em banda básica na telefonia são limitados ao mínimo suficiente de largura de faixa (300 Hz a 3,4 kHz) para o reconhecimento não ambíguo e distinto da voz. O sinal é amostrado após a filtragem. A cada 125 μ s, um valor é amostrado do sinal analógico e quantizado para formar uma palavra de 13 bits/amostra. O intervalo de amostragem de 125 μ s é derivado da frequência de amostragem de 8 kamostras/segundo.

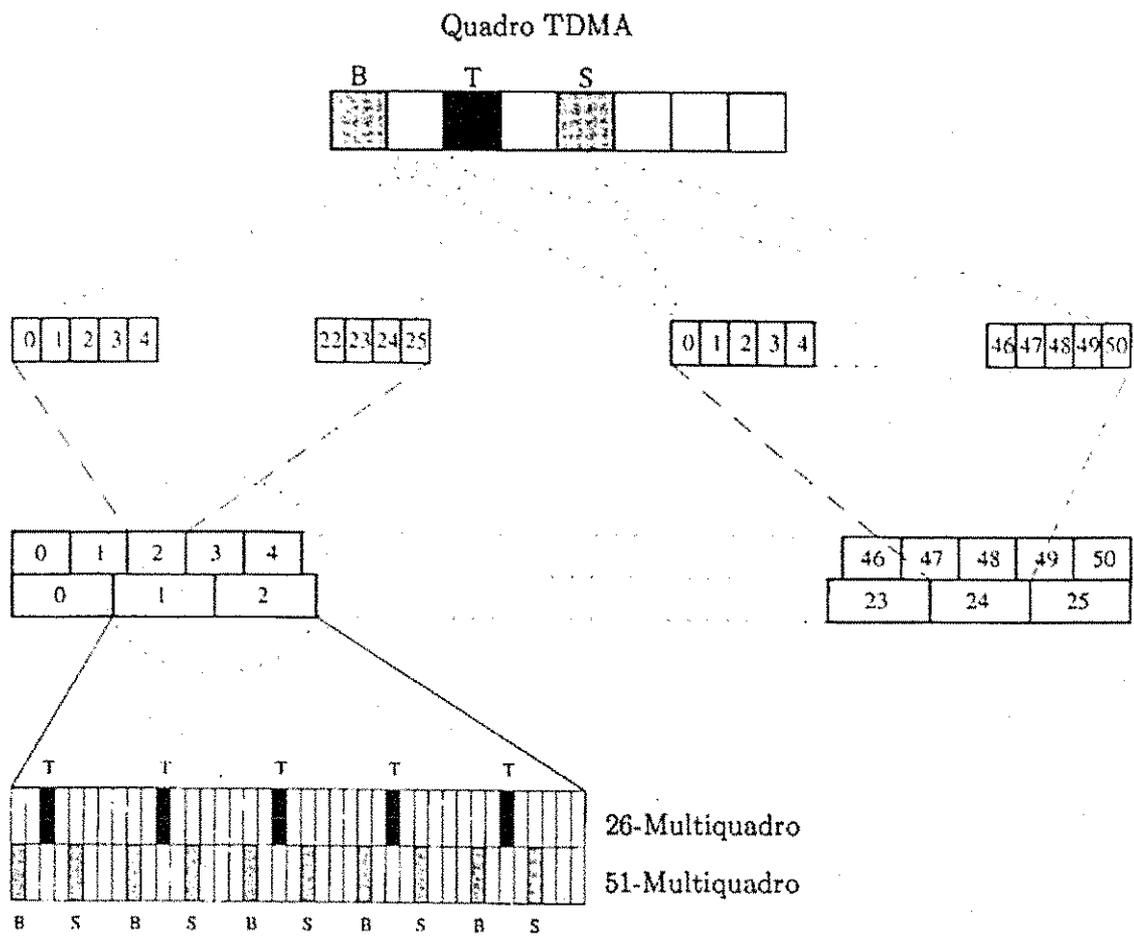


Figura 2.17: Alocação de janela de tempo com mapeamento em diferentes estruturas de quadros.

O sinal quantizado em 13 bits é representado por $2^{13} = 8192$ níveis de quantização. Uma taxa de 8000 amostras por segundo significa que a saída do conversor A/D fornece uma taxa de dados de $8000 \times 13 \text{ bps} = 104 \text{ kbps}$. Esta interface no processo de codificação de voz também é chamada de Interface de Áudio Digital (DAI).

A taxa de dados de 104 kbps é muito alta para ser economicamente transmitida pela interface de radiotransmissão. O codificador de voz tem que fazer alguma coisa para reduzir significativamente esta taxa, extraindo componentes irrelevantes e redundantes no fluxo de dados da DAI. O codificador de voz tem que procurar pelo excesso de dados que podem ser seguramente removidos do fluxo de bits planejado para o transporte.

Requisitos para codificação de voz no GSM

No GSM, a codificação de voz é uma função chave e deve atender aos seguintes requisitos:

- A redundância inerente ao sinal em banda básica da voz humana deve ser reduzida significativamente. Há uma grande redundância nos sons da língua e se a maior parte for removida, haverá muito tempo remanescente para outros usos do canal. O resultante do processo de codificação da voz deixa o conteúdo de informação mínimo necessário para reconstruir o sinal em um receptor. Essa redução é essencial pois a capacidade de transmitir dados (informação) em um canal de um sistema celular é restrito.
- A qualidade da transmissão de voz no GSM sob boas condições (isto é, condições durante as quais não há perturbações suficientes para provocar erros nos bits de transmissão e recepção) deve ser pelo menos igual à qualidade esperada nos sistemas celulares convencionais nas mesmas condições.
- As pausas no fluxo normal de conversações devem ser detectadas, para que se possa suspender (opcional) as transmissões durante esses períodos. Essa característica diminui o tráfego aéreo, reduz a interferência entre as células e prolonga o tempo de vida da bateria nos terminais portáteis. Essa função é chamada de transmissão descontínua (DTX).

Transmissão descontínua

A detecção de pausas na voz é uma função requerida no GSM para o codificador de voz. Quando uma pausa na conversação é detectada, a transmissão é suspensa durante o período da pausa. O uso dessa função é uma opção da rede. A opção DTX tende a reduzir a interferência nas células adjacentes, pois o tempo de transmissão do sinal para conversação é bastante reduzido. Além disso, o consumo de energia dos terminais portáteis é reduzido, proporcionando o uso de baterias menores. A pausa em conversações normais ocorre a uma taxa de 50% do tempo total utilizado. Isto significa que um canal de telefonia é usado apenas metade do tempo fornecido para transmissão de voz. A função DTX inclui duas características adicionais:

- Detecção da atividade da voz (VAD). Para determinar a presença ou ausência de voz no microfone. Na verdade, tem que determinar se o som representa voz ou ruído, mesmo se o ruído de fundo for bastante significativo. Não é uma tarefa simples, pois se o sinal de voz for considerado ruído, o transmissor é desligado, provocando um efeito indesejado chamado de *clipping* (que é o som de um clique).
- A ausência total de som pode perturbar a conversação, pois a ligação vai parecer estar perdida. Além disso, os usuários tendem a falar com maior intensidade quando há total silêncio de fundo. Por isso há a necessidade de um ruído de fundo mínimo durante as pausas nas conversações. Esse ruído de fundo é chamado de “presença” ou ruído de conforto. Isto é conseguido pela transmissão de quadros descritores de silêncio (SID) a cada 480 ms. Uma vez recebido um quadro SID, o decodificador de voz do receptor tem que simular a existência de uma conexão com fio pela geração de algum ruído de fundo. Esse ruído é o ruído de conforto e é responsável por dar “presença” ao sistema.

Os CODECs de voz especificados no GSM

O dispositivo que transforma a voz humana em um fluxo digital de dados e regenera a representação analógica audível (voz) dos dados recebidos é chamado de CODEC de voz (codificador/decodificador de voz). O CODEC de voz é parte de toda estação

móvel designada para transmissão de voz.

O primeiro CODEC de voz de taxa integral proposto para ser usado no GSM é um tipo de codificador híbrido chamado de *RPE-LTP* [15] (*regular pulse excitation and long-term prediction*). Ele combina LPC (*linear predictive coding*), que explora a correlação de curta duração no sinal de voz, com a correlação de longa duração pelo LTP (*long-term prediction*). O sinal residual, que excita o modelo do trato vocal no receptor, consiste de um conjunto de pulsos regulares. A saída desse CODEC ocorre em blocos de 260 bits a cada 20 ms ($260 \text{ bits}/20 \text{ ms} = 13 \text{ kbps}$). Os dados de voz são passados para o processo de codificação de canal, que prepara os bits de voz codificados para transmissão. O processo inverso é feito no receptor, o decodificador de voz recebe os blocos de 260 bits do decodificador de canal e os transforma em sons de voz. Outro CODEC proposto para o canal de voz de taxa integral é o ACELP (*algebraic code linear prediction coder*), que a cada 20 ms do sinal de voz fornece um bloco de 244 bits, correspondendo a uma taxa de 12,2 kbps [21].

O CODEC para os canais de tráfego de voz de meia-taxa do GSM usa o algoritmo VSELP [20] (*vector-sum excited linear prediction*). O algoritmo VSELP pertence à classe de algoritmos de codificação de voz conhecidos como CELP (*code excited linear prediction*). A saída do codificador ocorre a uma taxa de 5,6 kbps. A motivação para o uso desse CODEC é a possibilidade de se usar uma janela de tempo a cada dois quadros TDMA, ou seja, dobra a capacidade de alocação do canal. Mas existem desvantagens, como por exemplo a qualidade da voz é inferior à oferecida pelos CODECs usados nos canais de tráfego taxa integral [31].

2.6.9 Codificação de canal

O canal RF tende a degradar bastante os dados, por isso é importante usar formas de proteger o sinal durante a transmissão. As proteções são chamadas de codificações de canal.

A codificação de canal compreende um vasto campo que absorve a carreira de muitos cientistas e engenheiros talentosos [1]. Existem diversas técnicas desenvolvidas para a proteção dos dados durante a transmissão. Essas codificações adicionam bits

redundantes ao conjunto de bits inicial para proteger a informação original. Esse processo dá maior segurança, pois possibilita a identificação (dentro de determinados limites) e até mesmo a correção de dados corrompidos no caminho RF. Um esquema de codificação de canal bastante simples é quebrar o fluxo de dados a ser transmitido em pequenos blocos ou palavras, e adicionar um simples bit a cada bloco, que informa ao receptor se a palavra (bloco) está correta. Esse método simples é chamado de método da paridade. Os mecanismos de codificação de canal usados no GSM são bem mais elaborados que o simples método da paridade.

Codificação dos canais de voz

O CODEC de voz do GSM é usado em blocos de 20 ms do sinal de voz. Após a passagem pelo CODEC, são obtidos blocos de 260 bits a uma taxa de 13 kbps. Cada bloco de 260 bits (representando 20 ms) é subdividido em três classes chamadas de Ia, Ib e II. A classe mais importante é a classe Ia que contém 50 bits. Logo após, em importância, vem a classe Ib, que contém 132 bits. A menos importante é a classe II, que contém os 78 bits restantes.

Os dados de voz são codificados em duas etapas. Primeiro os bits da classe Ia são codificados em blocos. Esse é um código cíclico usado para detecção de erros. São adicionados três bits de paridade aos 50 bits da classe Ia, que dão ao decodificador uma indicação da ocorrência ou não de erros que não foram detectados nem corrigidos. Essa é a primeira etapa da codificação e sua reversão é realizada no segundo estágio da decodificação, que ocorre no receptor. O segundo estágio da decodificação é responsável pela detecção de erros que não foram detectados e corrigidos no estágio precedente. Se a codificação de blocos detectar pelo menos um erro nos bits da classe Ia, então o bloco inteiro de 260 bits é abandonado. Quando um bloco é descartado desta forma, o CODEC de voz é informado de que um bloco de voz foi abandonado e que é necessário interpolar os dados de voz subsequentes. Isto proporciona melhor qualidade de voz do que se o CODEC de voz reproduzisse um som a partir dos dados corrompidos.

A segunda etapa da codificação de canal dos dados de voz consiste na codificação convolucional. Essa codificação adiciona bits redundantes de uma forma que o decodificador pode, dentro de determinados limites, detectar erros e corrigi-los. Esse código

é aplicado aos bits das classes Ib e Ia (incluindo os bits de paridade gerados pela codificação de blocos). Um código convolucional pode ser definido por três variáveis: n , k e K . O valor n corresponde ao número de bits na saída do codificador, k ao número de bits na entrada do bloco e K (atraso) à memória do codificador. A taxa R do código é definida como $R = k/n$. O código convolucional empregado na segunda etapa usa uma taxa de $R = 1/2$ e um atraso de $K = 5$. Isto significa que cinco bits consecutivos são usados para o cálculo dos bits de redundância e que para cada bit de dados, um bit de redundância é adicionado. Antes que os bits de informação sejam codificados, quatro bits são adicionados. Estes bits são todos nulos e são usados para inicializar o codificador convolucional.

A Figura 2.18 mostra como o código convolucional é gerado. Cada bit na entrada do codificador gera dois bits na sua saída. Quando a codificação começa, todas as memórias M têm valores zero.

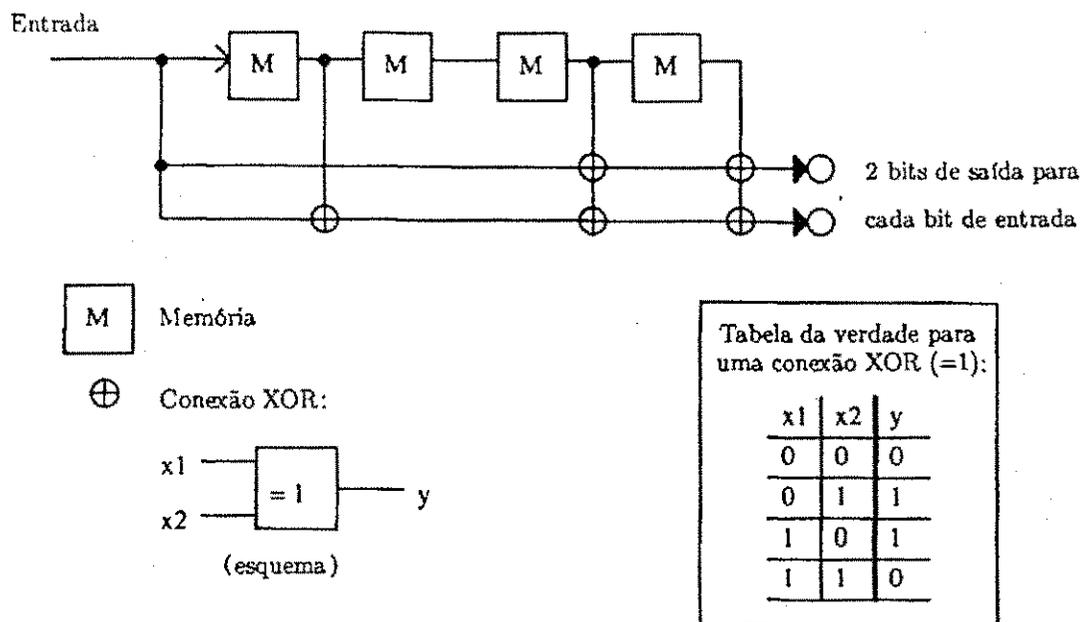


Figura 2.18: Codificação convolucional.

A Figura 2.19 mostra o esquema de codificação de canal completa para todos os

bits de voz. Os bits da classe II não são protegidos por nenhum código, devido a sua pouca importância. Os 189 bits de entrada tornam-se 378 bits na saída do codificador e são adicionados aos 78 bits da classe II, formando um bloco final de 456 bits. Esses 456 bits são exatamente quatro vezes o número de bits que um segmento normal pode transportar, separados em dois sub-blocos de 57 bits. O Apêndice A apresenta um aprofundamento sobre códigos convolucionais.

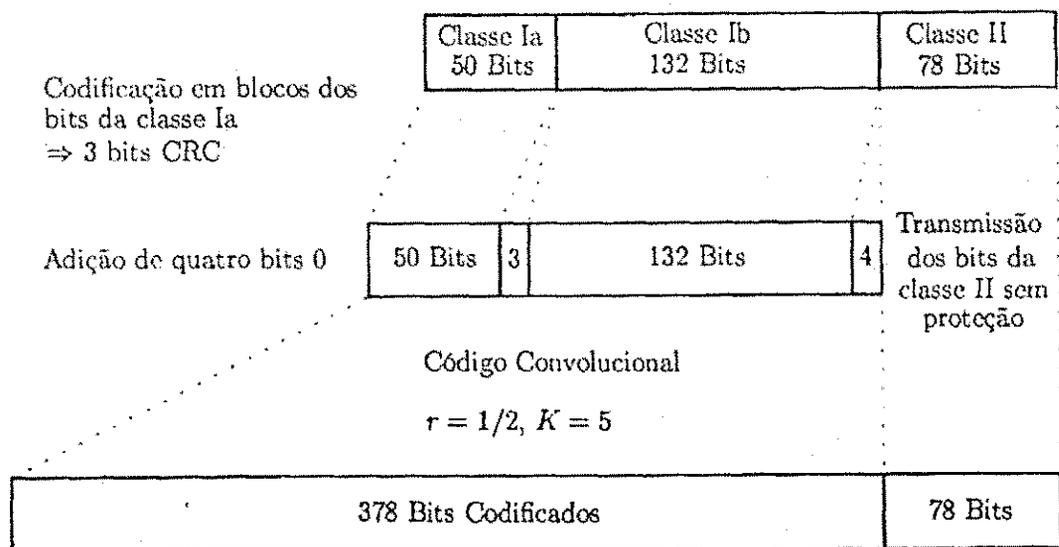


Figura 2.19: Codificação de blocos e convolucional dos dados de voz de taxa integral.

Entrelaçamento dos canais de voz

Como já foi dito, os 456 bits cabem perfeitamente em quatro janelas de tempo, porém se esses dados fossem inseridos em quatro segmentos consecutivos estariam muito suscetíveis a perdas em rajadas. Segmentos inteiros são perdidos regularmente em canais de rádio. Isto acontece quando, por exemplo, o móvel passa através de um túnel ou quando ocorre alguma interferência. Para evitar o grande risco de perder bits de dados consecutivos, estes são espalhados por mais de quatro segmentos. O bloco de 456

bits é espalhado por oito segmentos em sub-blocos de 57 bits cada um. Um sub-bloco é definido como os bits numerados com índices apenas pares ou apenas ímpares dos dados codificados em um segmento.

Os dados não são colocados de forma ordenada nesses sub-blocos, eles são reordenados antes de serem mapeados nas janelas de tempo. A reordenação é reversível, de forma que a ordem original dos bits é obtida no receptor. Essa operação diminui bastante a possibilidade da perda de um grupo de bits consecutivos por erros em rajadas. Distribuindo os erros em grupos pequenos facilita o trabalho do código convolucional, pois estes são mais eficazes na correção de erros individuais.

Os 456 bits são subdivididos em oito sub-blocos da seguinte maneira: o bit de índice 0 fica no sub-bloco 1, o bit de índice 1 vai para o sub-bloco 2, e assim por diante até que todos os oito sub-blocos estejam preenchidos. O bit de índice 8 vai para o sub-bloco 1 de acordo com a Tabela 2.2. Os quatro primeiros sub-blocos são colocados nos bits de índices pares de quatro segmentos consecutivos e os quatro outros sub-blocos são colocados nos bits de índices ímpares dos próximos quatro segmentos consecutivos (como na Figura 2.20). Todo esse processo de colocar os bits em sub-blocos é chamado de reordenação ou reestruturação, enquanto o mapeamento dos sub-blocos em oito segmentos é chamado de entrelaçamento diagonal.

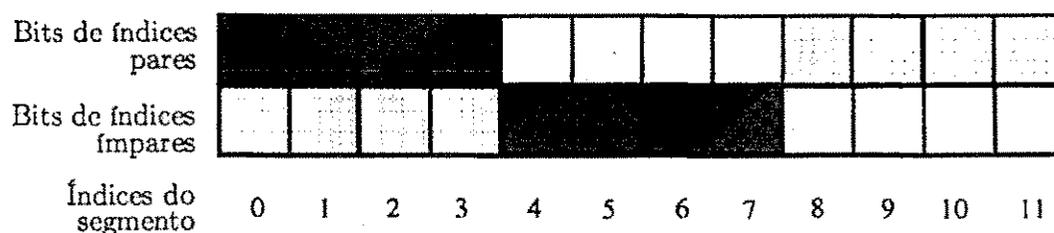


Figura 2.20: Esquema de entrelaçamento para dados de voz.

Uma questão importante sobre o entrelaçamento é que se um canal de tráfego for sacrificado ("roubado") por um FACCH, o processo é indicado pelos bits indicadores no segmento, em que o primeiro bit indicador, quando em 1, indica que os bits de índices pares estão ocupados pelo FACCH, e o segundo bit indicador, também quando em

<i>Índice dos bits codificados</i>	<i>Posição dentro da estrutura 26-multiquadro</i>
0 8.....448	Bits pares do segmento N (No. 0, 4, 8, 13, 17, 21)
1 9.....449	Bits pares do segmento $N + 1$ (No. 1, 5, 9, 14, 18, 22)
2 10.....450	Bits pares do segmento $N + 2$ (No. 2, 6, 10, 15, 19, 23)
3 11.....451	Bits pares do segmento $N + 3$ (No. 3, 7, 11, 16, 20, 24)
4 12.....452	Bits ímpares do segmento $N + 4$ (No. 4, 8, 13, 17, 21, 0)
5 13.....453	Bits ímpares do segmento $N + 5$ (No. 5, 9, 14, 18, 22, 1)
6 14.....454	Bits ímpares do segmento $N + 6$ (No. 6, 10, 15, 19, 23, 2)
7 15.....455	Bits ímpares do segmento $N + 7$ (No. 7, 11, 16, 20, 24, 3)

Tabela 2.2: Esquema de reordenamento para um canal de tráfego TCH.

1, indica que os bits de índices ímpares estão sendo usados pelo FACCH. O esquema de codificação para o FACCH é o mesmo dos outros dados de sinalização, ou seja, diferente da codificação de canal usada nos canais de tráfego. Portanto, essa é a razão da necessidade do uso dos bits indicadores para informar ao decodificador que um FACCH está sendo usado.

Codificação e entrelaçamento dos canais de dados

O esquema de codificação para os canais de dados é muito complexo. A razão para isso é que esses bits devem ser mais bem protegidos que os dados dos canais de tráfego usados para voz.

Cada taxa de dados tem um esquema de entrelaçamento próprio e diferentes parâmetros usados pelo código convolucional. Como existem cinco tipos de canais de dados, apenas o mais importante (TCH/F9,6) será explicado.

Apesar da taxa indicada ser de 9,6 kbps para o TCH/F9,6, esse valor é aumentado para 12 kbps por meio de uma codificação de canal realizada no terminal móvel. A codificação no terminal móvel é independente do GSM, portanto não será explicada. Esse código é usado para detecção de erros em um ambiente com conexões por fios.

No canal de taxa de 9,6 kbps, o fluxo de bits é dividido em quatro blocos de 60 bits cada um, para um total de 240 bits, que são codificados juntos em um código

convolucional. Ao contrário da codificação dos dados de voz, o código de blocos não é aplicado antes do código convolucional, porque a detecção dos erros já é realizada no terminal. Para o início da codificação convolucional, quatro bits zero são anexados no final dos 240 bits. Os parâmetros para o código convolucional são os mesmos usados para os dados de voz ($r = 1/2$, $K = 5$). O código convolucional aceita, portanto, 244 bits e fornece 488 bits codificados. Mas 488 é maior que os 456 bits necessários para preencher quatro segmentos, por isso $488 - 456 = 32$ bits são retirados (não são transmitidos) de acordo com a seguinte regra:

$$C(11 + 15j) \text{ para } j = 0, 1, \dots, 31$$

Os bits dos arquivos de dados são mais importantes que os bits dos dados de voz. Portanto, o esquema de entrelaçamento para aplicações de dados deve ser mais profundo e mais complexo que o entrelaçamento usado nos blocos de voz codificados. Os blocos são espalhados por 22 segmentos, sendo quase um completo quadro de canal de tráfego (Figura 2.11) com seu SACCH e seu quadro ocioso. Os 456 bits são divididos em 16 partes de 24 bits cada ($16 \times 24 = 384$), 2 partes de 18 bits cada ($2 \times 18 = 36$), 2 partes de 12 bits cada ($2 \times 12 = 24$) e 2 partes de 6 bits cada ($2 \times 6 = 12$). Um segmento conterá 5 ou 6 blocos de dados consecutivos, ou seja, 4 partes de 24 bits cada (96 bits) somadas com 1 parte de 18 bits ($96 + 18 = 114$), ou então somadas com 1 parte de 12 bits e 1 parte de 6 bits ($96 + 12 + 6 = 114$). Esses blocos são espalhados em 22 segmentos da seguinte forma:

- O primeiro e o vigésimo segundo segmentos transportam um bloco de 6 bits cada;
- O segundo e o vigésimo primeiro segmentos transportam um bloco de 12 bits cada;
- O terceiro e o vigésimo segmentos transportam um bloco de 18 bits cada;
- Do quarto ao décimo nono segmento, um bloco de 24 bits é colocado em cada segmento.

Todos os 456 bits são acomodados nos 22 quadros do canal de tráfego. A estrutura se repete a cada quatro segmentos de tal forma que os bits ficam distribuídos diago-

nalmente, similar ao plano usado para os quadros de voz. O esquema é mostrado na Figura 2.21. Existem k segmentos ilustrados, cada um com n contribuições de dados de usuários. Cada segmento transporta cinco ou seis contribuições de dados diferentes. Portanto os 22 quadros podem transportar 5,5 blocos de informação. Na extrema direita dos segmentos, onde não é mostrado na Figura 2.21, o SACCH (quadro TDMA número 12) e o quadro ocioso (quadro TDMA número 25) retêm suas funções tradicionais e não transportam nenhum dado de usuário. A Figura 2.22 mostra o esquema completo da codificação de canal para o TCH/F9,6.

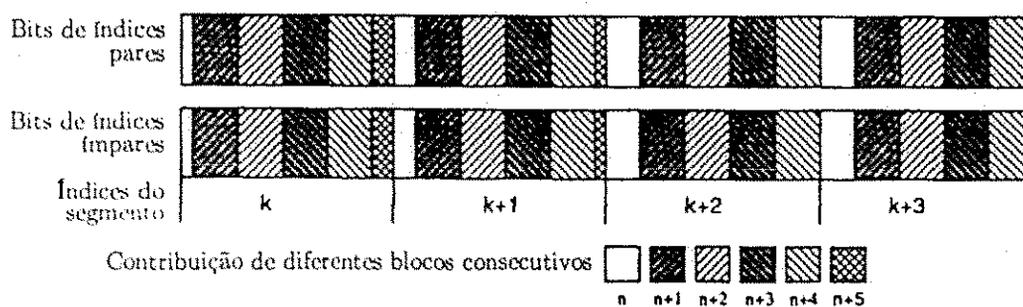


Figura 2.21: Esquema de entrelaçamento para o TCH/F9,6.

Se durante uma sessão de transmissão de dados alguma sinalização for necessária, o FACCH entra em ação substituindo informação de tráfego. A informação do FACCH é muito importante e não pode esperar pelo lento e complicado entrelaçamento de profundidade 22 dos dados. O FACCH tem um entrelaçamento de profundidade 8. Quando o FACCH substitui os dados de usuário, estes ficam perdidos. Devido à pequena profundidade do FACCH e ao tamanho reduzido da sua mensagem, é provável que o código convolucional recupere os dados de usuário perdidos.

Codificação dos canais de sinalização

Dados de sinalização são mais importantes que quaisquer dados de usuário que possam aparecer na rede. Isso é devido à sua função de gerenciar o enlace estabelecido entre as estações envolvidas.

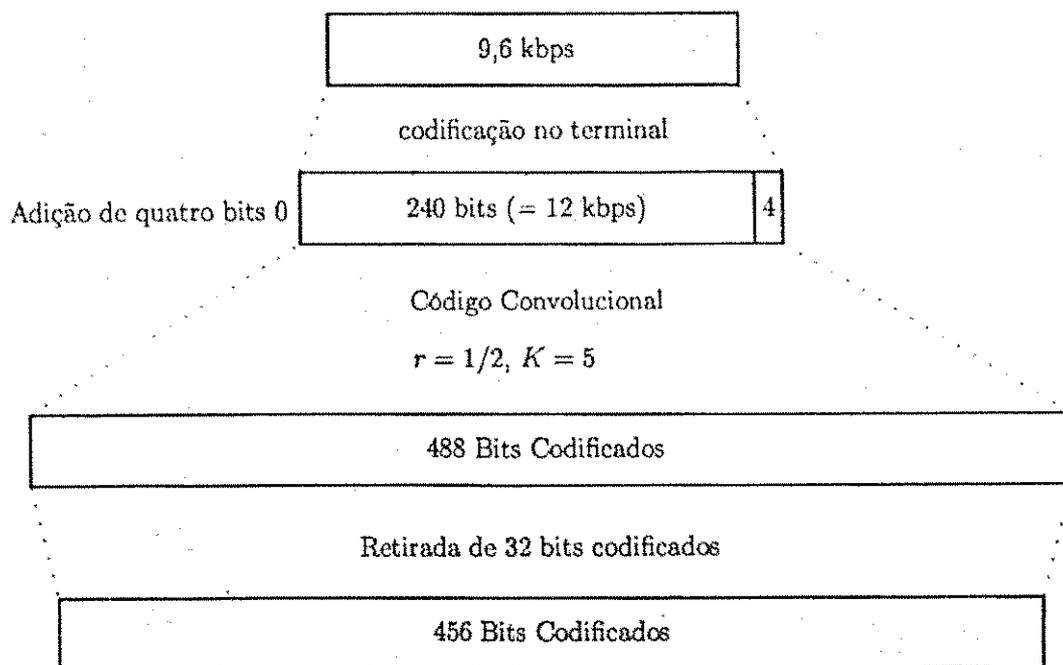


Figura 2.22: Esquema de codificação para o TCH/F9,6.

A informação de sinalização contém um máximo de 184 bits, que precisam ser codificados. Não faz diferença se o tipo de informação de sinalização a ser transmitida é mapeada em um BCCH, PCH, SDCCH ou SACCH. O formato sempre é o mesmo. Formatos especiais são reservados para o SCH e o RACH, e o FCCH não requer qualquer tipo de codificação.

O significado de cada um dos 184 bits é o mesmo. Portanto nenhuma distinção é feita entre eles, como a que foi feita com as três classes de bits de voz. O esquema de codificação é dividido em duas etapas, mostradas na Figura 2.23. O primeiro passo é um código de blocos, dedicado à detecção e correção de erros nos segmentos. Estes são erros que ocorrem quando boa parte de um segmento, ou até mesmo um segmento completo, é perdida ou corrompida durante a passagem pelo canal. O código de blocos pertence à família dos códigos de *Fire*. São adicionados 40 bits de paridade aos 184 bits, resultando em 224 bits.

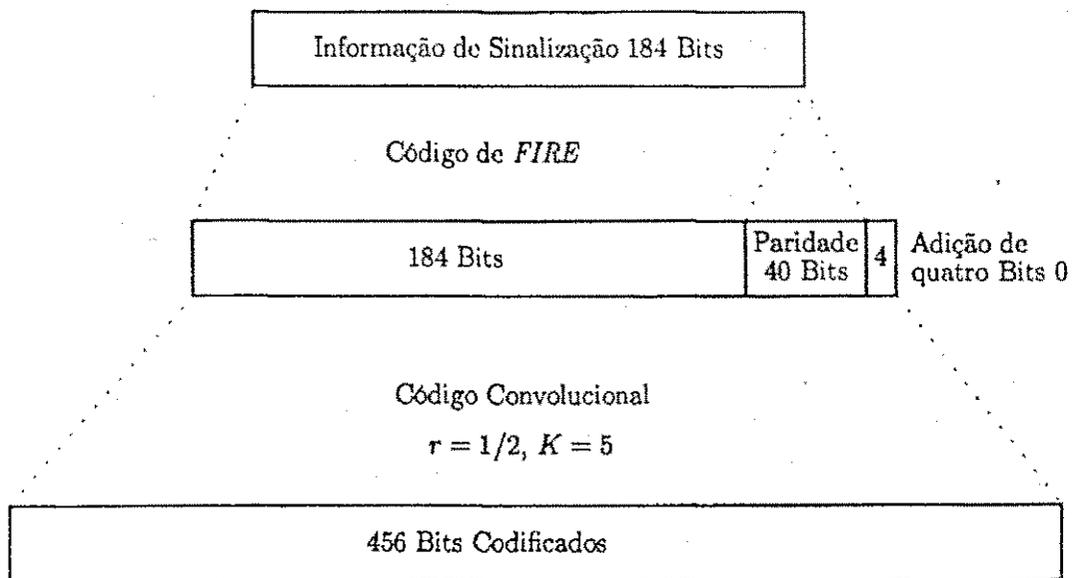


Figura 2.23: Esquema de codificação para os canais de sinalização.

O segundo passo é o código convolutacional, que usa os mesmos parâmetros dos outros casos ($r = 1/2, K = 5$), e quatro bits nulos são anexados no final dos 224 bits. O código

<i>Índice dos bits codificados</i>		<i>Posição dentro da estrutura quadro</i>
0	8.....448	Bits pares do segmento N
1	9.....449	Bits pares do segmento $N + 1$
2	10.....450	Bits pares do segmento $N + 2$
3	11.....451	Bits pares do segmento $N + 3$
4	12.....452	Bits ímpares do segmento N
5	13.....453	Bits ímpares do segmento $N + 1$
6	14.....454	Bits ímpares do segmento $N + 2$
7	15.....455	Bits ímpares do segmento $N + 3$

Tabela 2.3: Esquema de reordenamento para um canal de sinalização.

convolucional dobra o número de bits, $228 \times 2 = 456$ bits. Os 456 bits se acomodam perfeitamente em quatro segmentos, sendo oito sub-blocos de 57 bits cada um. Os dados codificados são entrelaçados nesses quatro segmentos. Os primeiros quatro sub-blocos são colocados nos bits de índices pares de quatro segmentos consecutivos, e os quatro sub-blocos seguintes são colocados nos bits de índices ímpares dos mesmos quatro segmentos consecutivos, de acordo com a Tabela 2.3. A Figura 2.24 mostra como os segmentos ficam organizados.

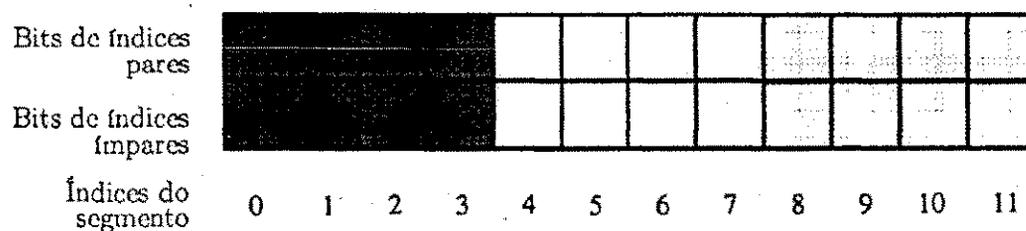


Figura 2.24: Esquema de entrelaçamento para dados de sinalização.

2.7 Criptografia

A criptografia não é uma codificação de canal, apesar de ser usada para proteger dados de sinalização e de usuário. A criptografia é realizada após a codificação dos diferentes canais lógicos e é feita independente do canal ser de sinalização ou de tráfego. Uma nota importante é que a criptografia só é aplicada aos segmentos normais.

A criptografia é realizada em duas etapas. Primeiro, uma chave criptografada é computada usando o algoritmo A8 armazenado no cartão SIM junto com a chave do assinante e um número aleatório fornecidos pela rede (este número aleatório é o mesmo usado no procedimento de autenticação). Segundo, uma seqüência de 114 bits é produzida usando-se a chave criptografada, um algoritmo chamado A5 e o número do quadro TDMA. É feita uma operação do tipo XOR entre esta seqüência de bits e os dois blocos de dados de 57 bits incluídos em um segmento normal.

Para decifrar corretamente, o receptor tem que usar o mesmo algoritmo A5.

2.8 Modulação

2.8.1 MSK - *Minimum Shift Keying*

O MSK é um formato de modulação FSK (*Frequency Shift Keying*) com fase contínua. O FSK é o equivalente digital de uma modulação em frequência (FM) analógica. Seu índice de modulação é $h = 0.5$. O MSK pode ser visto também como uma modulação OQPSK (*Offset Quadrature Phase Shift Keying*) com modelamento senoidal do pulso. O espectro de potência de um MSK pode se tornar mais compacto pela introdução de um filtro passa-baixas de pré-modulação (LPF), é dessa forma que a modulação GMSK é obtida, na próxima seção.

2.8.2 GMSK - *Gaussian Minimum Shift Keying*

Para tornar mais compacto o espectro de potência de um MSK, introduz-se um filtro LPF com as seguintes características: 1) largura de faixa estreita e frequência de corte com queda brusca para suprimir componentes de alta frequência, 2) pequena resposta

ao impulso de sobrepassagem para evitar desvio excessivo da frequência instantânea e 3) capacidade de acomodar 90° de deslocamento de fase para assegurar uma demodulação coerente. Um filtro LPF gaussiano com essas características é adotado na modulação GMSK, em que a seqüência de dados é passada por esse filtro e a saída é modulada em MSK. A largura do filtro gaussiano é determinada pelo produto largura-tempo BT .

O problema de se ter um espectro mais compacto é que um filtro de pré-modulação espalha o pulso, portanto, introduz interferência intersimbólica (ISI) no sinal transmitido. O pulso é espalhado por um intervalo maior que T (o período do bit, equivalente ao inverso da taxa de bits R), fazendo com que a saída do GMSK seja um sinal de resposta parcial (em um sinal de resposta completa, o pulso é confinado em um intervalo T).

O GSM usa a modulação GMSK. A resposta ao impulso do filtro LPF gaussiano $h(t)$ é dada por

$$h(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma T}} \exp\left(\frac{-t^2}{2\sigma^2 T^2}\right) \quad (2.1)$$

em que

$$\sigma = \frac{\sqrt{\ln(2)}}{2\pi BT}, \quad (2.2)$$

sendo $BT = 0.3$, $B = 81,3$ kHz e $T = 3,7$ μ s para o GSM. A componente B é a largura de faixa de 3 dB do filtro. A resposta do pulso quadrado $g(t)$ do filtro LPF gaussiano é

$$g(t) = h(t) * \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \quad (2.3)$$

em que a função porta $\text{rect}(x)$ é definida por

$$\text{rect}(t/T) = \begin{cases} 1/T & \text{para } |t| < T/2 \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (2.4)$$

A resposta do pulso $g(t)$ pode ser escrita como [30]

$$g(t) = \frac{1}{2T} \left[Q\left(2\pi BT \frac{t - T/2}{T\sqrt{\ln(2)}}\right) - Q\left(2\pi BT \frac{t + T/2}{T\sqrt{\ln(2)}}\right) \right] \quad (2.5)$$

em que $Q(t)$ é a função-Q

$$Q(t) = \int_t^{\infty} \frac{1}{2\pi} \exp(-\tau^2/2) d\tau \quad (2.6)$$

e $g(t) = 0$ para $0 \leq t \leq LT$ com L definido como o número de intervalos sobre os quais o pulso é espalhado.

A fase do sinal modulado é

$$\theta(t) = \sum_i m_i \pi h \int_{-\infty}^{t-iT} g(u) du \quad (2.7)$$

em que $m_i \in \{\pm 1\}$ é o sinal modulante sem retorno para o zero (NRZ - *non-return to zero*). O índice de modulação $h = 0.5$ implica mudanças de fase máxima de $\pi/2$ radianos por intervalo de símbolo. O sinal GMSK final é representado por

$$s(t) = \sqrt{2E_b T} \cos(2\pi f_c t + \theta(t) + z_o) \quad (2.8)$$

em que E_b é a energia do sinal por bit e z_o é uma fase aleatória constante que pode ser assumida zero ($z_o = 0$) [30]. A densidade espectral de potência (DEP) do GMSK é traçada em comparação com a do MSK na Figura 2.25.

O GMSK foi escolhido para o GSM como um compromisso entre a alta eficiência espectral (da ordem de 1 bit/Hz) e a complexidade da demodulação. A envoltória constante permite o uso de amplificadores de potência comuns e a baixa radiação fora da faixa minimiza o efeito de interferência em canais adjacentes.

Teoricamente, cada símbolo modulado influencia o sinal durante um período infinito. Mas essa influência torna-se desprezível fora do período de duração $3T$. As especificações do GSM não definem um algoritmo de demodulação em particular, mas impõem valores mínimos de desempenho após a correção dos erros pela decodificação de canal. O algoritmo usado deve ser capaz de compensar atrasos de sinais em multipercurso de até $16 \mu s$ (isto é, mais que quatro símbolos). Devido à interferência intersimbólica, as técnicas de demodulação simples são ineficientes e um equalizador é necessário. O equalizador é um filtro que usa a seqüência de treino de 26 bits incluída em cada segmento normal transmitido, com o objetivo de separar sinais diferentes e recuperar o sinal original.

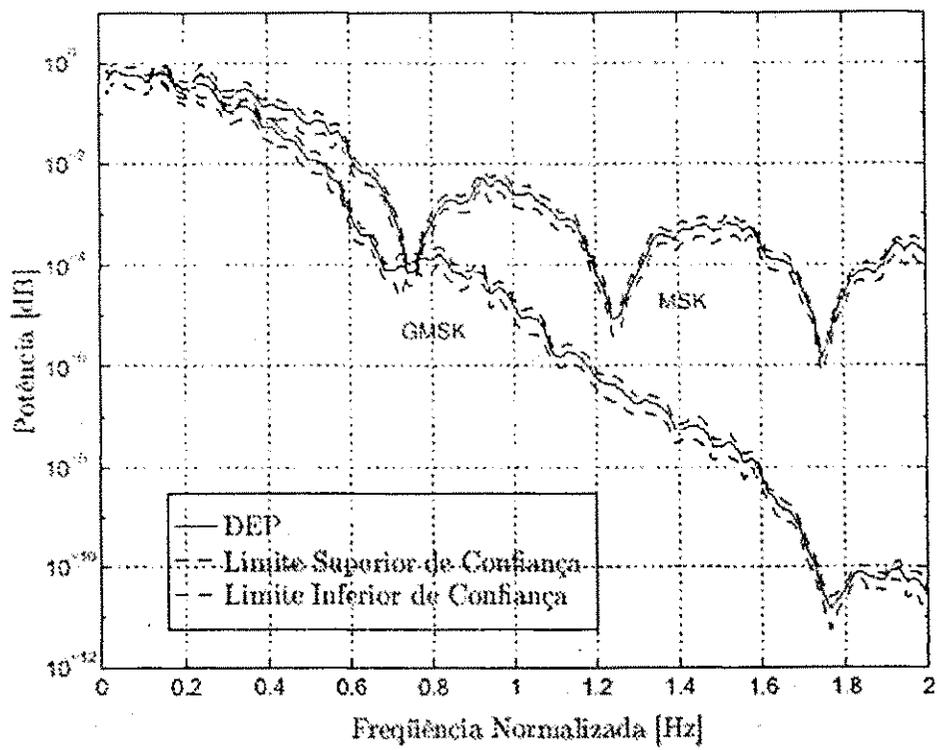


Figura 2.25: DEP do GMSK ($BT = 0.3$) vs. MSK ($BT = \infty$).

2.9 Salto em frequência (*Frequency hopping*)

A propagação de um sinal de radiotransmissão e a correspondente qualidade da voz são influenciados pelo ambiente. A transmissão digital melhora a qualidade do sinal por meio de técnicas de proteção contra erros. Um melhoramento mais profundo pode ser feito além das técnicas de codificação de canal. O canal de radiotransmissão possui desvanecimento seletivo em frequência, significando que as condições de propagação são diferentes para cada canal. Isso quer dizer que se, por exemplo, o canal 2 experimentar problemas quando um móvel passar por uma grande construção, o canal 5 poderá não sofrer qualquer degradação na qualidade do sinal que transporta. Assim como alguns canais podem apresentar degradações momentâneas, outros podem melhorar sua relação sinal-ruído (SNR) enquanto o móvel se movimenta dentro da célula. Para compensar essas diferenças, surgiu o salto em frequência (*frequency hopping*). O salto em frequência tem o objetivo proporcionar a todos os móveis as mesmas condições de propagação. Isso é conseguido mudando-se as frequências que os canais operam de forma periódica, com isso todos os móveis experimentam, na média, as mesmas condições de transmissão. Existem dois tipos de salto em frequência, o lento e o rápido. O salto em frequência lento, SFH (*slow frequency hopping*), muda a frequência de operação de um canal a cada quadro TDMA, enquanto o salto em frequência rápido, FFH (*fast frequency hopping*), muda a frequência de operação muitas vezes por símbolo transmitido. No GSM é usado apenas o SFH, portanto as frequências de operação dos canais são trocadas a cada 4,615 ms (duração de um quadro TDMA).

O salto em frequência é uma opção individual de cada célula. Não é requerido que uma estação radiobase tenha suporte para essa função. Porém, uma estação móvel deve entrar em modo de salto em frequência sempre que a estação radiobase ou o BSC requisitarem. O salto em frequência adiciona diversidade em frequência. Quando a estação móvel se aproxima dos limites da célula, a interferência com células adjacentes se eleva, nesse caso o BSC pode decidir que a estação móvel entre em modo de salto em frequência. O BSC designa um conjunto completo de canais RF para os quais o móvel poderá saltar. Para realizar o salto em frequência, a estação móvel deve seguir um algoritmo. Existem vários algoritmos para o salto em frequência, um deles é o salto

cíclico (*cyclic hopping*), em que os saltos são realizados de acordo com uma lista de frequências, repetindo-se o processo quando a última frequência da lista for utilizada. Outro algoritmo é o salto aleatório (*random hopping*), em que os saltos são realizados de forma pseudo-aleatória a partir de uma lista de frequências.

2.10 Os serviços do GSM

Durante o surgimento do GSM foram definidos vários serviços que deveriam ser oferecidos aos assinantes. É importante notar que nem todos os serviços do GSM foram inseridos desde a aparição do sistema, mas foram sendo introduzidos regularmente. O memorando inicial de conhecimento (MoU) do GSM definiu quatro classes para a introdução dos diferentes serviços:

- E1: introduzido no início do serviço;
- E2: introduzido no final de 1991;
- Eh: introduzido em canais de meia taxa;
- A: estes serviços são opcionais.

Existem basicamente dois tipos de serviços oferecidos pelo GSM: telefonia (conhecido também como teleserviços) e dados (conhecido também como serviços de suporte). Os serviços de telefonia são principalmente serviços de voz que fornecem aos assinantes uma completa capacidade (incluindo equipamentos de terminal necessários) de se comunicar com outros assinantes. Os serviços de dados fornecem a capacidade necessária para transmitir sinais de dados apropriados entre dois pontos de acesso criando uma interface para a rede. Em termos de categorias de serviços podem ser distinguidos três:

- Teleserviços (*teleservices*);
- Serviços de suporte (*bearer services*);
- Serviços suplementares (*supplementary services*).

2.10.1 Teleserviços

Além da telefonia (E1, Eh) normal e das chamadas de emergência (E1, Eh), os seguintes teleserviços são oferecidos pelo GSM:

- Tom-dual multifrequencial (*dual-tone multifrequency*, DTMF) - DTMF é um esquema de sinalização de tom freqüentemente usado para vários propósitos via rede telefônica, tal como o controle de uma máquina remota;
- *Facsimile* do grupo III (E1) - O GSM suporta *facsimile* do grupo III do CCITT. Padronizadas, as máquinas de fax são projetadas para serem conectadas a um telefone usando sinais analógicos, um conversor de fax especial é usado no sistema GSM para permitir a comunicação entre máquinas de fax analógicas na rede;
- Serviços de mensagens curtas (*short message services*, E1, E2, A) - Uma facilidade conveniente da rede GSM é o serviço de mensagem curta. Uma mensagem consistindo de um máximo de 160 caracteres alfanuméricos pode ser enviada para ou de uma estação móvel. Este serviço pode ser visto como uma forma avançada de busca alfanumérica com algumas vantagens. Se a unidade móvel do assinante é desligada ou deixou a área de cobertura, a mensagem é armazenada e enviada novamente ao assinante quando o móvel for ligado ou reentrar na área de cobertura da rede. Esta função assegura que a mensagem será recebida;
- *Cell broadcast* (E1, E2, A) - Uma variação do serviço de mensagem curta é o *cell broadcast*. Uma mensagem de no máximo 93 caracteres pode ser enviada para todos os assinantes móveis em uma certa área geográfica. Aplicações típicas incluem avisos de congestionamentos de tráfego e relatos de acidentes;
- Correio eletrônico por voz - Este serviço é na verdade um servidor dentro da rede controlado pelo assinante. As chamadas podem ser enviadas para a caixa de correio eletrônico do assinante e este pode checá-las usando um código de segurança pessoal;
- *Fax mail* - Com este serviço, o assinante pode receber mensagens de fax em qualquer máquina de fax. As mensagens são armazenadas em um centro de

serviços do qual podem ser recuperados pelo assinante usando um código de segurança pessoal para o número de fax desejado.

2.10.2 Serviços de suporte

Serviços de suporte são usados para transportar dados de usuário. Alguns dos serviços de suporte são listados abaixo:

- Dados síncronos e assíncronos, 300 – 9600 bps (E1);
- Voz e dados alternados, 300 – 9600 bps (E1);
- Acesso de PAD (*packet-switched, packet assembler/disassembler*) assíncrono, 300–9600 bps (E1);
- Acesso a dados de pacote dedicados síncrono, 2400 – 9600 bps (E2).

2.10.3 Serviços suplementares

O GSM suporta um conjunto de serviços suplementares que podem complementar e suportar tanto telefonia como serviços de dados. A seguir uma lista dos serviços suplementares é apresentada:

- Redirecionamento de chamadas (*Call forwarding*) (E1). O assinante pode redirecionar chamadas recebidas para um outro número se o móvel chamado estiver ocupado (CFB), não for encontrado (CFNRc) ou se não houver resposta (CFNRy). O redirecionamento pode também ser aplicado incondicionalmente (CFU);
- Bloqueio de chamadas (*Call barring*). Existem diferentes tipos de serviços de bloqueio:
 - Bloqueio de todas as chamadas realizadas, (*barring of all outgoing calls, BAOC*) (E1);
 - Bloqueio de chamadas internacionais realizadas, (*barring of outgoing international calls, BOIC*) (E1);

- Bloqueio de chamadas internacionais realizadas, exceto aquelas direcionadas à Rede de Telefonia Pública (PSTN) do país de origem, (BOIC-exHC) (E1);
 - Bloqueio de todas as chamadas recebidas, (*barring of all incoming calls*, BAIC) (E1);
 - Bloqueio de chamadas recebidas quando estiver em *roaming*. (A).
- *Call hold* (E2). Este serviço permite que o assinante interrompa uma chamada (própria) e subseqüentemente restabeleça a chamada. O serviço de *call hold* é aplicado apenas à telefonia normal;
 - Chamada em espera *Call waiting*, CW (E2). Este serviço permite que o assinante móvel seja notificado de uma outra chamada durante uma conversação. O assinante pode responder, rejeitar, ou ignorar aquela chamada. A chamada em espera é aplicada a todos os serviços de telecomunicações do GSM usando uma conexão de circuito chaveado;
 - Aviso de carga da bateria, AoC (E2). Fornece ao usuário informações em tempo real sobre o nível de carga da bateria;
 - Serviço de conferência (*Multiparty service*) (E2). Este serviço permite que um assinante móvel estabeleça uma conversação em grupo, isto é, uma conversação simultânea entre três e seis assinantes. Este serviço é aplicado apenas à telefonia normal;
 - Grupos de usuários fechados (*closed user groups*, CUG) (A). CUGs são geralmente comparados a um PBX. São grupos de assinantes que só são capazes de ligarem para eles mesmos e para certos números;
 - *Calling line identification presentation/restriction*, (A). Estes serviços suprem o grupo chamado com o número da rede digital de serviços integrados (RDSI ou ISDN) do grupo que ligou. O serviço de restrição permite que o grupo que ligou restrinja a apresentação;

- Bloqueio determinado pela operadora (*operator determined barring*) (A). Restrição de diferentes serviços e tipos de chamadas pela operadora.

2.11 Conclusão

Neste capítulo foram descritas de forma resumida as principais partes do padrão GSM. As normas desse padrão possuem mais de 6 mil páginas. Foram descritas as partes mais relevantes para o propósito desta dissertação.

Capítulo 3

A plataforma de simulação do sistema GSM

3.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada uma plataforma de simulação do sistema GSM. A intenção é desenvolver um *software* capaz de gerar uma série de blocos de dados apropriados para o GSM e subseqüentemente realizar a recepção. Os dados transmitidos serão comparados com os dados recebidos para o levantamento das curvas de taxa de erro. Apesar de um sistema de comunicações real transmitir informação em freqüências relativamente altas, a representação usada aqui será complexa em banda básica, para reduzir a taxa de amostragem requerida e portanto diminuir o tempo de simulação e o consumo de memória. A ferramenta escolhida para realizar essa tarefa foi o compilador *C++ Builder* para o sistema operacional *Windows*, devido à sua praticidade no desenvolvimento de aplicativos com interfaces gráficas de fácil manuseio, pelo uso de janelas.

A Figura 3.1 mostra um diagrama de blocos de um transmissor e receptor do sistema GSM. A plataforma consiste apenas dos blocos destacados em tons de cinza. Apesar do sistema GSM conter um codificador de voz, este não é necessário para a avaliação objetiva do desempenho do sistema. Portanto, o bloco referente ao conversor A/D e ao codificador de voz serão substituídos por um gerador de números pseudo-aleatórios. O

codificador de fonte seria necessário no caso de uma avaliação subjetiva da qualidade do sinal de voz para diversos efeitos destrutivos que o canal de comunicações pode sofrer, mas esse não é o caso aqui.

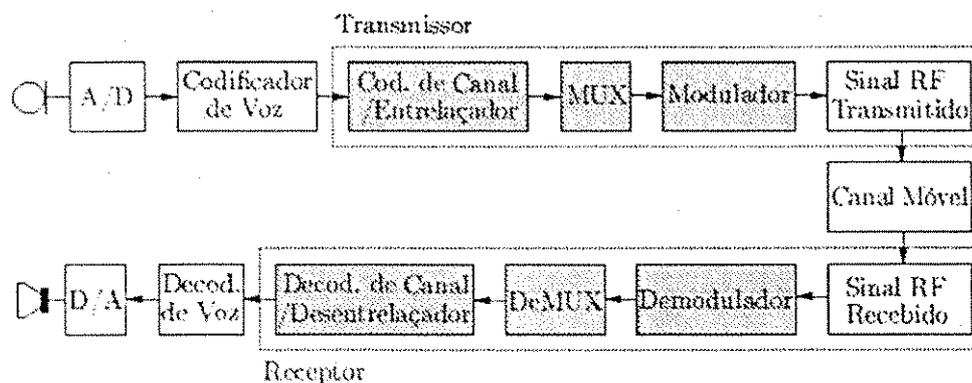


Figura 3.1: Diagrama de blocos para um transmissor e receptor GSM.

Como já mencionado, os blocos referentes ao sinal modulado (sinal RF) não serão implementados. O canal de comunicações é um bloco opcional, caso esse bloco não seja inserido, a simulação ocorrerá normalmente e os bits recebidos serão idênticos aos transmitidos, ou seja, a transmissão ocorrerá sem erros, como era de se esperar. É importante deixar claro que o bloco do canal móvel é independente do programa final, podendo ser implementado por qualquer outra pessoa desde que mantenha a compatibilidade que será definida posteriormente.

Entre as possíveis configurações do simulador, será necessário indicar o número de simulações, o canal (pode ser ideal) a ser usado e a faixa referente à relação sinal-ruído (SNR) a ser utilizada. Para cada SNR serão calculadas a BER (taxa de erros de bits), a FER (taxa de apagamentos de quadros) e a RBER (taxa de erros de bits residuais). Os valores são indicados em um gráfico à medida que são calculados. A Figura 3.2 mostra a estrutura do simulador implementado.

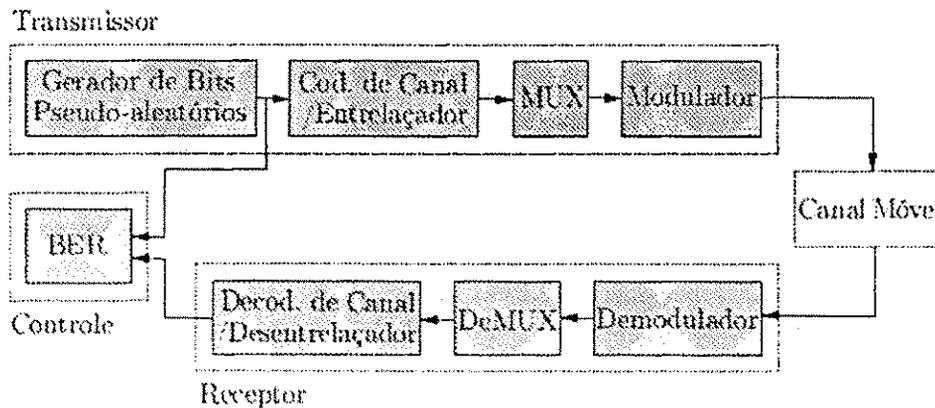


Figura 3.2: Diagrama de blocos do simulador do sistema GSM.

3.2 Estrutura básica do transmissor

A estrutura básica do transmissor implementado na plataforma está ilustrado na Figura 3.3.



Figura 3.3: Estrutura do transmissor. Os parâmetros *SEQUÊNCIA DE TREINO*, *OSR*, *I* e *Q* de entrada e saída são usados na implementação.

O gerador de bits pseudo-aleatórios fornece blocos de dados usados como entrada pelo bloco de codificação de canal. Após cada bloco ser codificado e entrelaçado, este é enviado ao bloco MUX. O bloco de multiplexação recebe os dados e os organiza em formato de segmento normal, adicionando a seqüência de treino e alguns bits de

controle. O multiplexador envia as seqüências de bits para o modulador GMSK. O modulador GMSK recebe também como parâmetro de entrada o valor OSR (*oversampling ratio*), que é o número de amostras usadas para representar cada bit transmitido. Normalmente são usadas quatro amostras para cada bit. Após realizada a modulação, são fornecidos os valores de fase e quadratura (I, Q) do sinal a ser transmitido.

3.3 Estrutura básica do receptor

A estrutura básica do receptor implementado na plataforma está ilustrado na Figura 3.4.

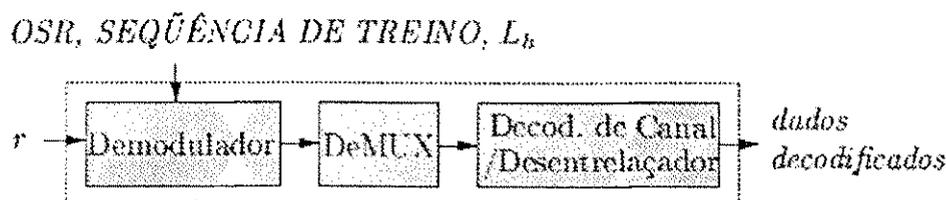


Figura 3.4: Estrutura do receptor. Os parâmetros r , *SEQÜÊNCIA DE TREINO*, *OSR*, L_h e *dados decodificados* são usados na implementação.

O demodulador recebe um segmento normal, r , com uma representação complexa em banda básica. Usando os parâmetros do número de amostras por bit, *OSR*, da seqüência de treino e do comprimento do filtro de recepção desejado, L_h , o receptor determina a seqüência de bits mais provável. A seqüência demodulada é enviada ao demultiplexador (DeMUX), que se encarrega de separar os bits de dados dos bits de controle na estrutura de segmento normal. Apenas os bits de dados são mantidos, os bits de controle e a seqüência de treino são descartados. Os dados recuperados são enviados ao bloco de decodificação de canal e desentrelaçamento, que realiza as operações inversas feitas no transmissor e fornece os prováveis bits enviados. O *OSR* e a seqüência de treino devem ser os mesmos usados no transmissor.

3.4 Implementação do transmissor

Esta seção apresenta os passos seguidos para a implementação do transmissor GSM de acordo com o padrão descrito no Capítulo 2. Basicamente complementa a teoria que foi apresentada, com detalhes essenciais para a implementação do simulador. Cada bloco do transmissor será discutido e apresentada a forma como foi implementado. O código-fonte não será mostrado, por ser bastante extenso.

3.4.1 Geração dos dados

Como já explicado anteriormente, o gerador de bits pseudo-aleatórios substitui o conversor A/D e o codificador de voz usados no GSM. A implementação do codificador de voz seria imprescindível caso fosse feita uma avaliação subjetiva da qualidade da voz. No presente trabalho, é feita uma avaliação objetiva dos erros ocorridos nos quadros de voz. O gerador de bits fornece blocos de 260 bits, representando os bits fornecidos por um codificador de voz do GSM. Não há dificuldades quanto à implementação do gerador, pois a maioria das linguagens de programação já possui funções geradoras de números pseudo-aleatórios.

3.4.2 Codificação de canal

A codificação de canal no GSM pode ser realizada de várias formas, dependendo do modo de transmissão. No caso deste simulador, foi considerado apenas o canal TCH/FS, ou seja, o canal de voz de taxa integral explicado no Capítulo 2.

Complementando o que foi explicado naquele capítulo, a codificação de blocos que adiciona 3 bits à classe Ia é um código cíclico. O polinômio gerador usado no codificador tem um comprimento de 4 e é dado por

$$G(x) = x^3 + x + 1 \rightarrow \bar{G} = \{1011\}. \quad (3.1)$$

Os bits de paridade são formados pelo resto $r(x)$ da divisão

$$\frac{x^r \cdot D(x)}{G(x)} = Q(x) + \frac{r(x)}{G(x)}, \quad (3.2)$$

em que o número de bits de paridade é dado por r , $D(x)$ representa os bits de dados fornecidos para a codificação e $Q(x)$ é o quociente da divisão. O resto, $r(x)$, é então diretamente usado para formar os bits de paridade.

A multiplicação $x^r \cdot D(x)$ é equivalente a deslocar $D(x)$ de r posições para a esquerda. Após a codificação de blocos dos bits da classe Ia, estes são recombinaos com os bits da classe Ib e um seqüência de quatro bits nulos é finalmente anexada. O resultado consiste de 189 bits que serão a entrada para o codificador convolucional.

No esquema da codificação convolucional cada bit de saída, c_n , é dependente não somente do atual bit, b_k , presente na entrada do codificador, como também de alguns bits de entrada anteriores. A Figura 3.5 mostra o esquema do codificador convolucional, como já mencionado no Capítulo 2, a taxa é de 1/2 e o atraso é 5.

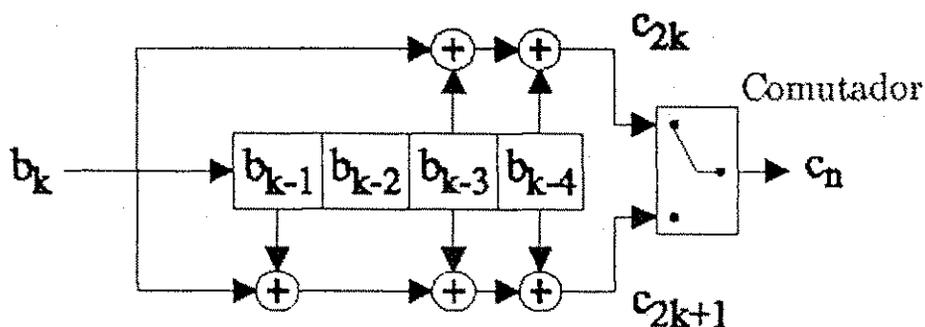


Figura 3.5: Esquema do codificador convolucional (as adições são módulo 2).

A partir do diagrama, pode-se concluir as seguintes equações para os bits de saída do codificador convolucional:

$$c_{2k} = b_k \oplus b_{k-3} \oplus b_{k-4} \quad (3.3)$$

$$c_{2k+1} = b_k \oplus b_{k-1} \oplus b_{k-3} \oplus b_{k-4}, \quad (3.4)$$

em que \oplus significa adição módulo 2, e

$$k \in \{0, 1, 2, \dots, 189\} \text{ e } b_k = 0 \text{ para } -\infty \leq k < 0.$$

3.4.3 Entrelaçamento

O entrelaçador mistura os bits contidos nos blocos de dados da saída do codificador convolucional e os distribui por alguns segmentos. O propósito desse procedimento é assegurar que os eventuais erros que aparecem em um bloco de dados recebidos estejam descorrelacionados. Isso melhora a eficácia do código convolucional.

O entrelaçamento para dados de voz foi explicado no Capítulo 2, a Figura 3.6 mostra o processo.

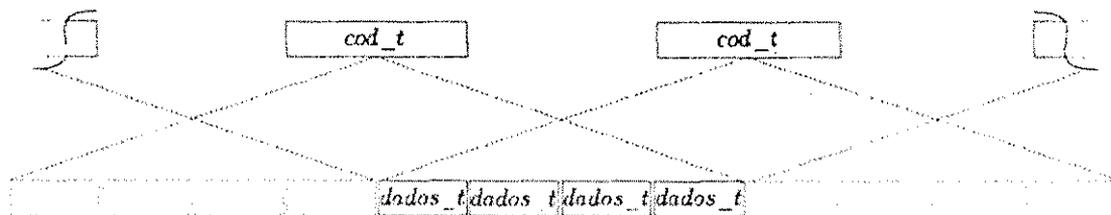


Figura 3.6: Ilustração do processo de entrelaçamento para os canais de voz.

O entrelaçador opera de acordo com as seguintes fórmulas:

$$b = ((57 \cdot (T \bmod 4) + t \cdot 32 + 196 \cdot (t \bmod 2)) \bmod 456), \quad (3.5)$$

$$B = ((T - (b \bmod 8)) \text{ div } 4), \quad (3.6)$$

em que o bit número t em dados_t no segmento de número T é encontrado no bloco B de cod_t como bit número b .

O entrelaçador é implementado de forma a operar com dois blocos de entrada simultaneamente (cod_t , com $B = \{0, 1\}$). Para cada iteração do entrelaçamento quatro conjuntos de dados_t são fornecidos. Esses blocos de dados são posteriormente processados pelo multiplexador. Como dois blocos de cod_t contêm duas vezes 456 bits e quatro blocos de dados_t contêm 456 bits, isto significa que nem todos os bits na entrada do entrelaçador são representados na sua saída. A solução para isso é passar cada bloco cod_t duas vezes pelo entrelaçador usando uma fila, de acordo com o esquema da Figura 3.7. O entrelaçador lê o conteúdo completo da fila, que tem duas janelas. A cada iteração do entrelaçador um novo bloco entra na fila e o mais antigo é descartado.

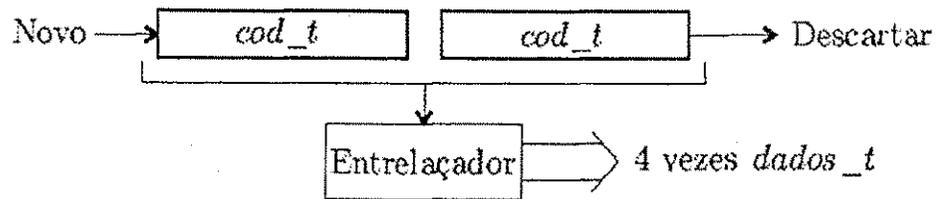


Figura 3.7: Operação do entrelaçador com o uso de uma fila.

3.4.4 Multiplexação

A entrada do multiplexador é formada pelos blocos de *dados_t* e a saída são os blocos *burst_t*. O que o multiplexador faz é pegar os bits dos blocos *dados_t* e colocá-los em uma estrutura de segmento normal. Cada bloco de *dados_t* é formado por 114 bits. A estrutura do segmento normal já foi mostrada na Figura 2.4. É necessária a inserção de uma seqüência de treino, de dois bits indicadores e duas seqüências de bits de cauda. No GSM existem oito seqüências de treino possíveis, entre elas será usada a seguinte

$$[00100101110000100010010111].$$

Os bits de cauda e os bits de controle não têm importância no processamento, apenas servem para formar o segmento normal. Após a organização do segmento normal, os bits (148 no total) são colocados na variável *burst_t* e enviados para o modulador GMSK.

3.4.5 Modulação GMSK

Codificação diferencial

A saída do multiplexador é uma seqüência de bits $\{0, 1\}$. Esta seqüência é primeiro passada por um codificador diferencial para se obter uma representação NRZ antes de seguir para o modulador. Para isso, são usadas as seguintes equações:

$$\hat{d}[n] = d[n] \oplus d[n-1], \quad (3.7)$$

$$a[n] = 1 - 2 \cdot \hat{d}[n], \quad (3.8)$$

em que $d \in \{0, 1\}$ e $a \in \{-1, 1\}$ representam as seqüências de entrada e de saída, respectivamente.

Para evitar problemas de condições iniciais, nas recomendações do GSM é previsto que uma seqüência de uns de comprimento infinito é recebida antes do segmento a ser processado. Portanto, para calcular $a[0]$ e $\hat{d}[0]$, pode-se assumir que $d[-1]$ é um.

Filtragem

Após a codificação diferencial, o sinal é filtrado. Os valores $a[n]$ passam por um filtro gaussiano de resposta ao impulso definida por

$$g(t) = h(t) * v(t/T), \quad (3.9)$$

em que a função $v(t)$ é uma porta definida por

$$v(t/T) = \begin{cases} 1/T & \text{para } |t| < T/2 \\ 0 & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (3.10)$$

e $h(t)$ é definido por

$$h(t) = \frac{\exp(-t^2/(2\sigma^2 T^2))}{\sqrt{2\pi}\sigma T}, \quad (3.11)$$

com $\sigma = \sqrt{\ln(2)/(2\pi BT)}$ e $BT = 0,3$.

Modulação

A Figura 3.8 ilustra o modulador implementado aqui. A fase $\Theta(t)$ pode ser escrita como

$$\Theta(t) = \sum_i a[i] \pi h \int_{-\infty}^{t-iT} g(\tau) d\tau, \quad (3.12)$$

em que h , o índice de modulação, vale $1/2$ para o GSM. Os valores I e Q são os valores de fase e quadratura do sinal modulado. É importante notar que o sinal é complexo em banda básica, pois seria necessário muito tempo de processamento para simular a modulação em RF, como já explicado no início deste capítulo.

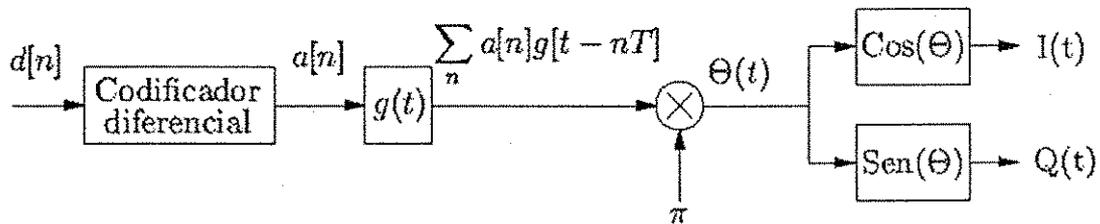


Figura 3.8: Diagrama de blocos da implementação do modulador GMSK.

3.5 Implementação do receptor

3.5.1 Demodulação

No GSM é feita uma demodulação coerente, ou seja, recupera-se informação de fase da portadora no processo. O demodulador compõe-se de um bloco para a filtragem casada, outro bloco para a estimação de canal junto com a sincronização e um último bloco para a detecção MLSE (*maximum likelihood sequence estimator*).

Filtragem casada, estimação de canal e sincronização

A filtragem casada, a estimação de canal e a sincronização são realizadas em dois passos, como ilustrado na Figura 3.9.

Como pode ser visto na Figura 3.9, tanto a estimação de canal como o filtro casado têm o sinal τ recebido como entrada. A seqüência amostrada τ deve conter o segmento GSM recebido. Outra entrada para esses blocos é o fator de superamostragem OSR , dado por f_s/r_b , com f_s sendo a frequência de amostragem e r_b a taxa de símbolos (no GSM tem-se um bit por símbolo). Finalmente, esses dois blocos têm o L_h como entrada, em que L_h é o comprimento desejado da resposta ao impulso do canal medido em durações de bits. O estimador passa uma estimativa da resposta ao impulso do canal, h , para o filtro casado. Também é passado o número da amostra correspondente ao início (estimado) do segmento em τ .

Para a conexão correta com a implementação MLSE, o filtro casado deve retornar uma versão subamostrada (uma amostra por símbolo) do sinal τ . Outra informação

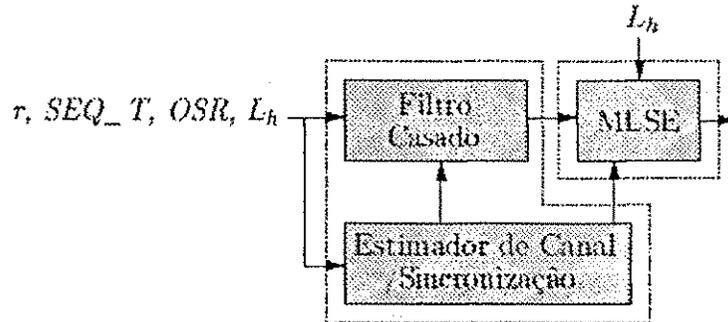


Figura 3.9: A sincronização, a estimação de canal e a filtragem estão divididas em duas partes.

também é repassada: a autocorrelação da resposta ao impulso do canal, R_{hh} .

Como já mencionado no capítulo anterior uma seqüência de treino é inserida em cada segmento antes da transmissão. O método usado para obter a sincronização é baseado nas propriedades matemáticas dessa seqüência de treino.

A seqüência de treino usada é a seguinte:

$$\text{Treino} = [0, 0, 1, 0, 0, 1, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 1, 0, 1, 1, 1]. \quad (3.13)$$

Essa seqüência de treino passa por um mapeamento MSK definido recursivamente por

$$I[n] = j \cdot I[n-1] \cdot a[n-1], \quad (3.14)$$

em que

$$I[n] \in \{1, -1, j, -j\}$$

$$a[n] \in \{1, -1\},$$

em que $a[n]$ é uma versão codificada diferencialmente de $\{0, 1\}$.

Após o mapeamento MSK, a seguinte seqüência é obtida:

$$SEQ_T = [1, j, 1, -j, 1, -j, -1, j, -1, -j, -1, -j, 1, j, 1, -j, 1, j, 1, -j, -1, j, -1, -j]. \quad (3.15)$$

Esta é uma das oito seqüências de treino pré-definidas quando um segmento normal é considerado. Os dezesseis símbolos MSK centrais de SEQ_T são retirados e chamados

de SEQ_{TC} . Se SEQ_{TC} for prolongada pela colocação de cinco zeros em ambas as extremidades, uma seqüência SEQ_{TE} é obtida. Isto é feito como forma de se obter vetores de comprimentos iguais (questão de implementação apenas). A correlação de SEQ_T com SEQ_{TE} pode ser vista na Figura 3.10.

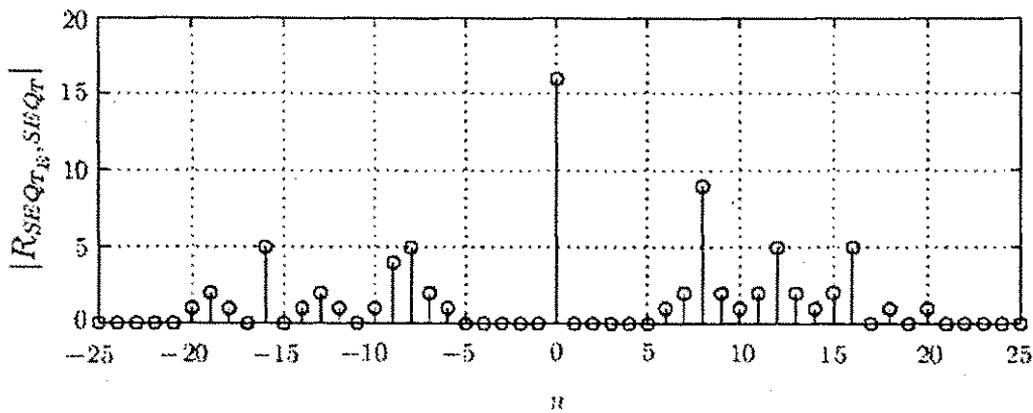


Figura 3.10: Correlação entre SEQ_T e SEQ_{TE} . O número de amostras deslocadas pelas duas seqüências é representado por n no cálculo do valor da correlação.

O resultado da correlação é dado por

$$R_{SEQ_{TE}, SEQ_T}[n] = \begin{cases} 16 & \text{para } n = 0 \\ 0 & \text{para } n \in \{\pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4, \pm 5\} \\ ? & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (3.16)$$

em que o ponto de interrogação representa o ruído de correlação indefinida que é encontrado fora do intervalo $-5 \leq n \leq 5$.

O resultado apresentado na Figura 3.10 pode ser verificado por cálculos manuais, usando o seguinte

$$R_{SEQ_{TE}, SEQ_T}[n] = SEQ_{TE}[-n]^* * SEQ_T[n], \quad (3.17)$$

em que $*$ denota convolução e $SEQ_{TE}[-n]^*$ é $SEQ_{TE}^*[n]$ com seus elementos invertidos no tempo. Essa propriedade é útil pois o sinal recebido correspondendo à transmissão

da seqüência de treino, aqui chamado de r_{SEQ_T} , pode ser escrito como

$$r_{SEQ_T} = SEQ_T * h[n] + w[n], \quad (3.18)$$

em que $h[n]$ é a resposta ao impulso do canal e $w[n]$ é o ruído aditivo desconhecido. Se r_{SEQ_T} for convoluido com $SEQ_{T_E}[-n]^*$ então o seguinte resultado é obtido

$$r_{SEQ_T} * SEQ_{T_E}[-n]^* = SEQ_T[n] * SEQ_{T_E}[-n]^* * h[n] + w * SEQ_{T_E}[-n]^*, \quad (3.19)$$

ou seja,

$$r_{SEQ_T} * SEQ_{T_E}[-n]^* = \begin{cases} 16h + w[n] * SEQ_{T_E}[-n]^* & \text{para } n = 0 \\ w[n] * SEQ_{T_E}[-n]^* & \text{para } n \in \{\pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4, \pm 5\} \end{cases} \quad (3.20)$$

e finalmente

$$r_{SEQ_T} * SEQ_{T_E}[-n]^* = \begin{cases} 16h & \text{para } n = 0 \\ 0 & \text{para } n \in \{\pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4, \pm 5\}. \end{cases} \quad (3.21)$$

A aproximação que leva (3.20) a (3.21) é baseada na hipótese de que o ruído, w , é branco e no conhecimento de que SEQ_T tem propriedades parecidas com as do ruído branco, como ilustrado na Figura 3.10. Pelo indicado anteriormente, se um segmento inteiro contendo SEQ_T for considerado, então cálculos similares podem ser feitos. Portanto, se um segmento é completamente convoluido com $SEQ_{T_E}[-n]^*$ então uma estimativa da resposta ao impulso do canal se apresenta no resultado, e é chamada de $v[\cdot]$. Observa-se também que a estimativa da resposta ao impulso que está contida em $v[\cdot]$ provavelmente tem maior energia que o conteúdo de sua vizinhança. Isto é devido às amostras de fatores dezesseis e zero. Esse conhecimento leva à técnica de deslizamento de janela, que permite a estimação de canal e a sincronização simultaneamente.

O primeiro passo na técnica de janela deslizante é convoluir r com $SEQ_{T_E}[-n]^*$, para obter um sinal $v[\cdot]$

$$v[n] = r[n] * SEQ_{T_E}[-n]^*. \quad (3.22)$$

Aqui, $v[\cdot]$ é um resultado intermediário, e todas as amostras de $v[\cdot]$ são imediatamente elevadas ao quadrado para se chegar a uma estimativa da energia $e[\cdot]$

$$e[n] = v[n]^2. \quad (3.23)$$

Agora a energia da janela, $we[\cdot]$, é encontrada usando-se

$$we[m] = \sum_{k=m}^{m+L} e[k], \quad (3.24)$$

para todas as amostras exceto as L últimas em $e[\cdot]$, em que $L = (L_h * OSR) - 1$. A amostra m_{max} em $we[\cdot]$ contendo o mais alto valor de energia é estimada como correspondendo diretamente à primeira amostra da resposta ao impulso do canal em $v[\cdot]$. De m_{max} , e do OSR conhecido, é possível agora extrair uma estimativa da resposta ao impulso do canal, e também calcular o início do segmento.

Note anteriormente que a resposta ao impulso do canal obtida, h , não pode ser mais longa que cinco T_b 's. Isto é devido ao número de amostras nulas em torno do pico em (3.10). Na presente implementação o comprimento de h , medido em durações de bits, foi limitado por

$$L_h \in \{2, 3, 4\}. \quad (3.25)$$

Nesse contexto, é importante observar que o número de amostras em h é dado por $OSR \cdot (L_h + 1)$, e não L_h .

Tendo obtido a sincronização e uma estimativa da resposta ao impulso do canal, a filtragem casada pode ser feita com

$$Y = r[n] * h^*[-n]. \quad (3.26)$$

Detecção MLSE

A parte do receptor que lida com a detecção atual da seqüência recebida é o detetor MLSE. O MLSE é implementado com um algoritmo de *Viterbi*. A colocação do MLSE no receptor é mostrada na Figura 3.9.

A entrada do MLSE é formada por dois blocos. Esses dois blocos são o filtro casado e o estimador de canal. O filtro casado fornece o sinal filtrado subamostrado, chamado de Y , e o estimador de canal fornece R_{hh} que é a autocorrelação da resposta ao impulso do canal estimado. A seqüência de amostras Y contém uma amostra para cada símbolo transmitido. A saída do MLSE, $burst_r$, é uma estimativa da seqüência mais provável de símbolos binários transmitidos.

O MLSE, na forma como é implementado aqui opera com base no sistema mostrado na Figura 3.11c. Para entender a figura, o sistema OQAM (*Offset Quadrature Amplitude Modulation*) é mostrado na Figura 3.12.

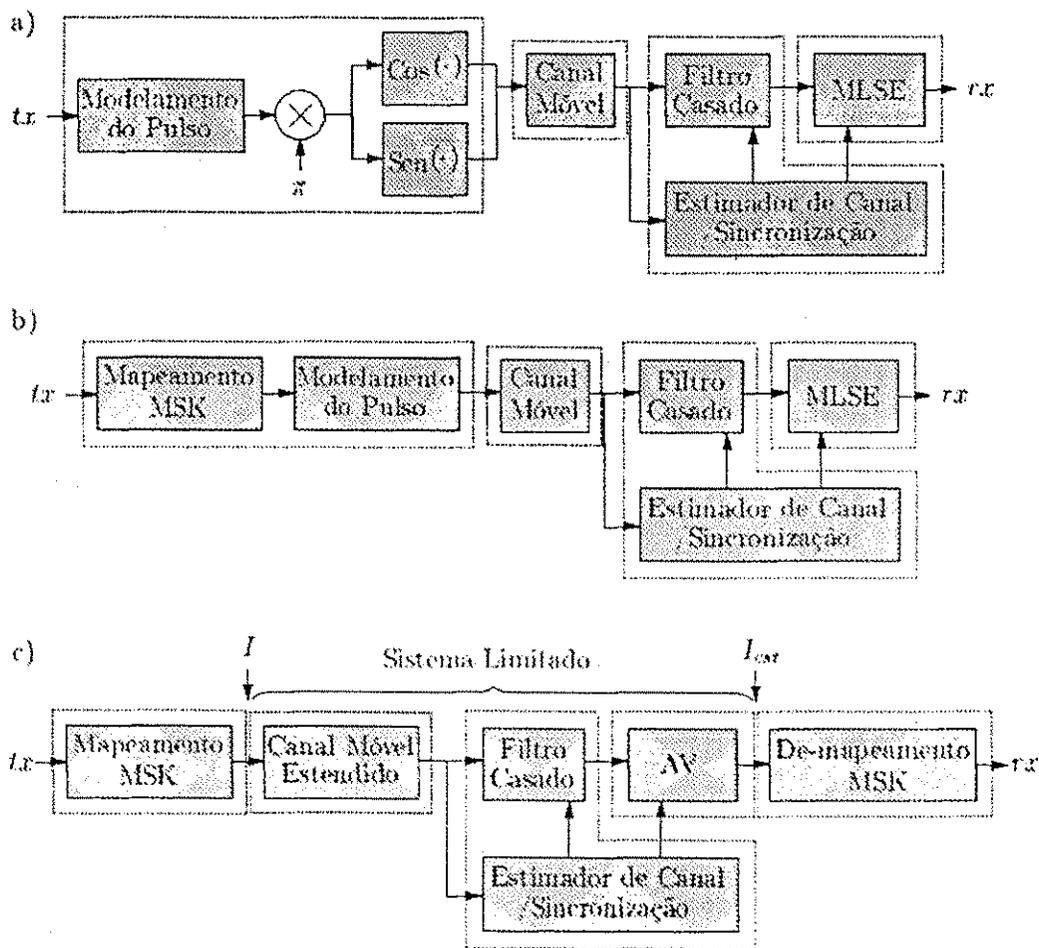


Figura 3.11: Várias representações de um sistema de transmissão em banda básica. a) Implementação do sistema de transmissão. b) O sistema usando o modelo OQAM. c) O sistema em que o MLSE é baseado.

A Figura 3.11a, incluída para comparação, representa o sistema implementado. A estrutura do modulador é meramente uma de inúmeras soluções possíveis e de fato, a estrutura mostrada na Figura 3.11b pode ser usada com o mesmo resultado. Isto é

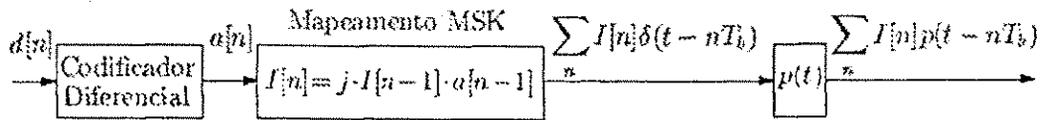


Figura 3.12: Modelo final OQAM para MSK incluindo a codificação diferencial prescrita no GSM.

explorado na Figura 3.11c em que o MLSE é mostrado como um detetor de *Viterbi* que assume um sistema em que um fluxo de símbolos MSK é transmitido por um canal móvel estendido. Esse canal estendido cobre a trajetória completa do sinal a partir da saída do mapeador MSK até a entrada do filtro casado. Os símbolos MSK podem ser obtidos da seqüência binária a ser transmitida e vice-versa. Por isso é suficiente encontrar a seqüência transmitida de símbolos MSK, e então mapear esses símbolos MSK em informações binárias. Portanto, o detetor de *Viterbi* estima a seqüência de símbolos MSK que são a entrada do canal móvel estendido.

Para que o algoritmo implementado funcione, o sistema limitado pelo rótulo I e pela saída do filtro casado na Figura 3.11c precisa ter uma resposta ao impulso causal, h , de duração finita L_h . Além disso, a resposta ao impulso não deve mudar significativamente durante a recepção de um segmento GSM.

Com esses requisitos o sistema limitado pode ser considerado uma máquina de estados finitos com cada estado, no tempo discreto n , dependendo apenas dos L_h símbolos MSK anteriores em I . Isto é, os símbolos MSK acionam a mudança de estados da máquina e portanto, o próximo estado é unicamente determinado pelo atual símbolo MSK em I . O estado da máquina no instante n , $\sigma[n]$ é representado por

$$\sigma[n] = [I[n], I[n-1], \dots, I[n - (L_h - 1)]], \quad (3.27)$$

em que o lado direito é a seqüência dos L_h últimos símbolos MSK. Nos estados para os quais $I[n]$ assume um dos valores $-j$ ou j , os estados são ditos complexos. Similarmente, os estados em que $I[n]$ assume um dos valores -1 ou 1 , são ditos reais.

O mapeamento MSK foi definido em (3.14), portanto, os símbolos MSK só podem assumir quatro formas diferentes $1, -1, j, -j$, além disso, se o símbolo $I[n]$ for real,

então $I[n+1]$ é complexo, isso vem diretamente do fato que $\Theta[n] \in \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$. Lembrando que um estado é descrito pelos últimos L_h símbolos, pode-se calcular o número de estados (M) possíveis

$$M = 2^{L_h+1} \quad (3.28)$$

que é o número de estados possíveis em qualquer instante. Do que foi visto acima, $\sigma[n]$ está contido em um conjunto de M estados. Ou seja:

$$\sigma[n] \in \{s_1, s_2, \dots, s_M\}. \quad (3.29)$$

A concepção de que $\sigma[n]$ pertence a um conjunto de estados, que podem ser numerados de 1 a M , é usada diretamente na implementação feita no presente trabalho. Da Equação (3.28) e observando que L_h é limitado por quatro – ou menos – o número de estados na máquina de estados é trinta e dois ou menos.

Tendo estabelecido o conceito de estado, o problema de encontrar a seqüência mais provável de símbolos MSK agora muda para localizar o caminho mais provável de uma treliça de estados. Para isso, é usado o algoritmo de *Viterbi* com decisões suaves. A métrica usada é a seguinte

$$M(Y[n], s_a, s_b) = 2\Re\{I^*[n]Y[n]\} - 2\Re\left\{I^*[n] \sum_{m=n-L_h}^{n-1} I[m]R_{hh}[n-m]\right\} - |I[n]|^2 R_{hh}[0] \quad (3.30)$$

em que s_a é o estado anterior e s_b é o estado posterior, descritos pelos seus símbolos MSK. Para diminuir o tempo de processamento, a Equação 3.30 pode ser reduzida a

$$M(Y[n], s_a, s_b) = \Re\{I^*[n]Y[n]\} - \Re\left\{I^*[n] \sum_{m=n-L_h}^{n-1} I[m]R_{hh}[n-m]\right\}. \quad (3.31)$$

No Apêndice A há uma explicação detalhada do conceito de treliça e como se processa o algoritmo de *Viterbi*. Após a determinação da seqüência mais provável de símbolos MSK, estes podem ser prontamente de-mapeados para se obter uma representação NRZ. Essa seqüência de-mapeada precisa ser decodificada diferencialmente e subsequentemente transformada em uma representação com retorno para o zero (RTZ - *return to zero*). A seqüência RTZ é justamente o vetor de dados binários *burst_r*.

3.5.2 Demultiplexação

O demultiplexador recebe o bloco *burst_r* fornecido pelo demodulador. A saída do demultiplexador é o conteúdo dos dois campos de dados da estrutura de um segmento normal do GSM. Esses dados são retornados em um bloco de dados chamado de *dados_r*. Os dados de controle e a seqüência de treino são descartados. Portanto a função do demultiplexador é simples, tudo que precisa fazer é localizar os campos de dados no bloco *burst_r* e copiá-los para o bloco *dados_r*.

3.5.3 Desentrelaçamento

O desentrelaçador reconstrói os dados codificados recebidos, *cod_r*, dos dados recebidos do demultiplexador, *dados_r*. A operação é a inversa do entrelaçador, ou seja, é um reordenamento dos dados que foram espalhados por vários segmentos.

O desentrelaçador funciona de acordo com as seguintes fórmulas:

$$R = 4 \cdot B + (b \bmod 8) \quad (3.32)$$

$$r = 2 \cdot ((49 \cdot b) \bmod 57) + ((b \bmod 8) \text{ div } 4), \quad (3.33)$$

em que o bit número *b* do bloco *B* de *cod_r*, pode ser recuperado de *dados_r* no correspondente segmento número *R* na posição *r*.

A Figura 3.13 mostra como se realiza o desentrelaçamento. O desentrelaçador opera com oito conjuntos de *dados_r* ao mesmo tempo. Para cada iteração do desentrelaçamento um bloco *cod_r* é retornado. Como cada bloco *cod_r* contém 456 bits, e oito conjuntos de *dados_r* contêm duas vezes 456 bits, nem todos os bits presentes na entrada do desentrelaçador serão representados na sua saída. Isto é resolvido passando-se cada conjunto de *dados_r* duas vezes pelo desentrelaçador. Esse procedimento é semelhante ao empregado para o entrelaçador. O desentrelaçador lê todo o conteúdo da fila, que possui dois blocos de quatro janelas. A cada iteração quatro novos conjuntos de *dados_r* entram na fila e os quatro mais antigos são descartados.

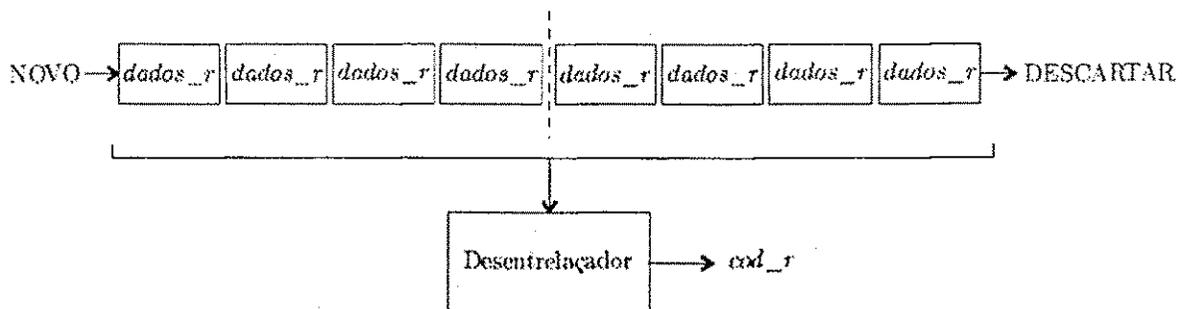


Figura 3.13: Operação do desentrelaçador com o uso de uma fila.

3.5.4 Decodificação de canal

A codificação de canal do GSM, explicada no Capítulo 2, é baseada em um codificador convolucional de taxa 1/2 e atraso 5. Com isso é possível construir um diagrama de transição de estados que pode ser usado na decodificação da seqüência recebida. O diagrama de transição de estados está ilustrado na Figura 3.14.

O diagrama é deduzido a partir do codificador convolucional. Os estados são representados pelos valores dos bits armazenados nos registradores de deslocamento. O estado 1 representa a situação em que o codificador tem zero em todos os registradores, isto é, $s_1 = \{0000\}$, enquanto o estado 2 é dado por $s_2 = \{0001\}$. Desta forma, é possível caracterizar o codificador completamente.

O decodificador ótimo para um sinal com código convolucional é o decodificador de *Viterbi*, que é explicado no Apêndice A. Considerando o canal simétrico, a métrica usada é a distância de *Hamming* entre os símbolos recebidos e os valores dos ramos do diagrama em treliça. A Figura 3.15 ilustra como são feitos os cálculos das métricas.

Cada nó da treliça recebe um valor da métrica. Usando o princípio da sobrevivência (pelo maior valor das métricas) a treliça é retornada pelo caminho com os nós de maiores métricas, os bits percorridos formarão a seqüência mais provável.

É importante observar que o decodificador de canal fornece na sua saída a metade da quantidade de bits que recebeu na entrada, justamente o inverso do codificador convolucional.

Bit transmitido
— '1'
- - - '0'

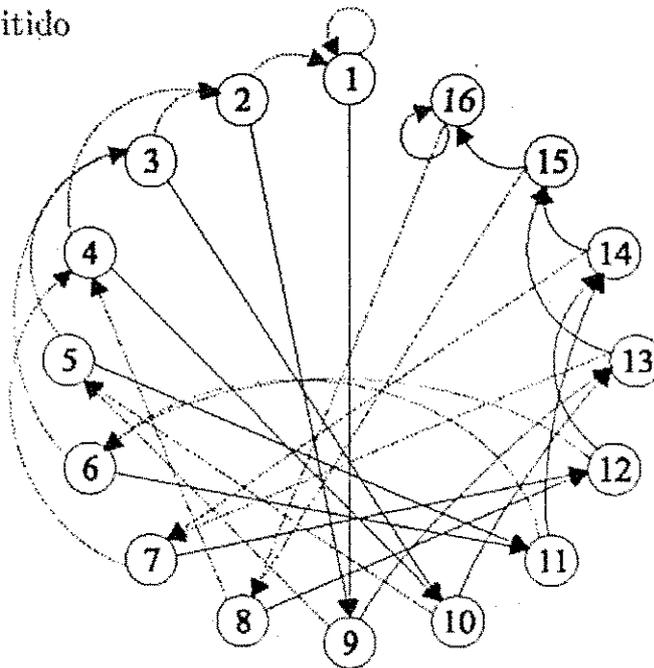
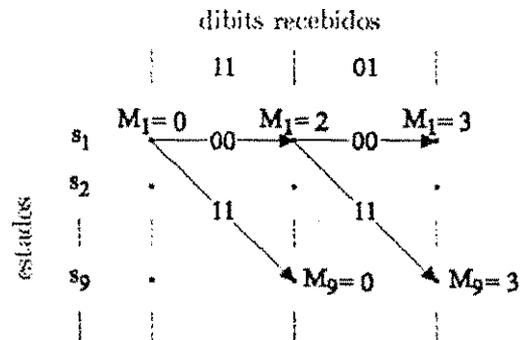


Figura 3.14: Diagrama de transição de estados para a decodificação de canal.



$$\begin{aligned} \lambda_1 &= \text{XOR}\{11, 00\} = 2 & \lambda_1 &= \text{XOR}\{01, 00\} = 1 \\ \lambda_9 &= \text{XOR}\{11, 11\} = 0 & \lambda_9 &= \text{XOR}\{01, 11\} = 1 \\ M_1 &= 0 + 2 = 2 & M_1 &= 2 + 1 = 3 \\ M_9 &= 0 + 0 = 0 & M_9 &= 2 + 1 = 3 \end{aligned}$$

Figura 3.15: Ilustração do cálculo das métricas como parte da implementação do decodificador de canal.

3.6 O canal de comunicações móveis

Nesta plataforma a simulação dos efeitos que o canal de comunicações móveis pode sofrer forma um bloco opcional. O programa foi implementado de forma a deixar que algum outro pesquisador crie seu próprio bloco representando algum efeito aplicado ao canal de comunicações móveis. A função da plataforma é descrita nos seguintes passos:

- Geração de blocos de dados pseudo-aleatórios;
- Realização da codificação de canal dos dados;
- Entrelaçamento dos blocos codificados;
- Construção das estruturas dos segmentos normais;
- Modulação dos dados para transmissão;
- Aplicação (opcional) dos efeitos do canal no sinal transmitido;

- Demodulação do sinal recebido;
- Separação dos dados de controle dos dados de usuário codificados;
- Desentrelaçamento;
- Decodificação de canal;
- Comparação do bloco de dados recebido com o bloco de dados transmitido para levantamento das curvas de taxa de erros.

Portanto, pode-se simular diversos efeitos do canal. A seguir serão descritos os efeitos do canal de comunicações móveis mais comuns.

3.6.1 Os efeitos do canal de comunicações móveis

A propagação de sinais em canais sem fio é um fenômeno complexo. O sinal pode sofrer diversos tipos de efeitos que podem destruir a informação que está sendo transmitida.

Interferência, desvanecimento e ruído aleatório podem causar erros de decisão no receptor. Se a fonte de erros no canal fosse apenas o ruído aditivo, então seria possível, e geralmente eficiente, assegurar que a potência do sinal recebido fosse suficiente para se obter um requerido nível de erros sem a necessidade de correção. Porém, o canal de comunicações móveis apresenta também outros tipos de problemas, o que implica a necessidade do uso de códigos corretores de erros.

Outro efeito a que o canal de comunicações móveis está sujeito é o desvanecimento ou ruído multiplicativo. Existem três tipos de desvanecimento: por multipercurso, temporal e por seletividade em frequência. O desvanecimento devido ao multipercurso se deve ao fato de que um sinal se propaga através de diversos caminhos no canal, com cada caminho apresentando um ganho, fase e atraso associados. Os sinais de multipercurso se recombinaem no receptor formando uma versão distorcida do sinal transmitido. O que provoca o multipercurso são os efeitos de reflexão, difração e espalhamento. O desvanecimento temporal apresenta como característica uma variação da intensidade do sinal, medida em uma frequência particular fixa, como função do tempo. A principal causa desse tipo de desvanecimento é o movimento físico dentro

do canal. O desvanecimento por seletividade em frequência é caracterizado por uma variação da intensidade do sinal em função da frequência. A principal causa desse tipo de desvanecimento é o multipercurso que, às vezes, em certas frequências a combinação dos sinais em percursos múltiplos provoca uma subtração ou adição dos sinais.

Além desses dois tipos de ruídos (aditivo e multiplicativo), devido a natureza celular, o canal de comunicações móveis apresenta a interferência co-canal que surge devido à reutilização das frequências em células adjacentes. Isso limita o nível de potência com que os sinais podem ser transmitidos.

Outro efeito muito importante no canal de comunicações móveis é o efeito *Doppler*. É um fenômeno que ocorre quando o transmissor e o receptor estão em movimento relativo entre si. Isto faz com que o sinal recebido desvie-se da frequência central da portadora, causando o efeito de uma nova modulação ao sinal. Esse problema pode ser contornado com o uso de equalizadores.

3.7 Uso da plataforma de simulação

Este capítulo descreve a interface gráfica do simulador bem como todas as suas opções e modos de uso.

3.7.1 A interface gráfica

A interface do programa apresenta algumas janelas. A janela principal, que surge sempre que o programa é iniciado, consiste de uma espaço para os gráficos das curvas de taxas de erros e outro espaço para os resultados numéricos. A Figura 3.16 mostra a janela principal. Para iniciar qualquer simulação basta acionar o botão "Simular".

No menu de opções pode-se abrir a janela de configurações. Essa janela consiste de duas partes, a primeira (Figura 3.17) mostra os seguintes ítems configuráveis do simulador: OSR, L e restrições quanto ao número de simulações e opções gráficas. O OSR (*oversampling ratio*) indica o número de amostras que deve representar cada bit transmitido. Seus valores podem ser 4, 8, 16 ou 64, mas é bom lembrar que quanto maior o valor, maior será o tempo de computação envolvido. É recomendado usar

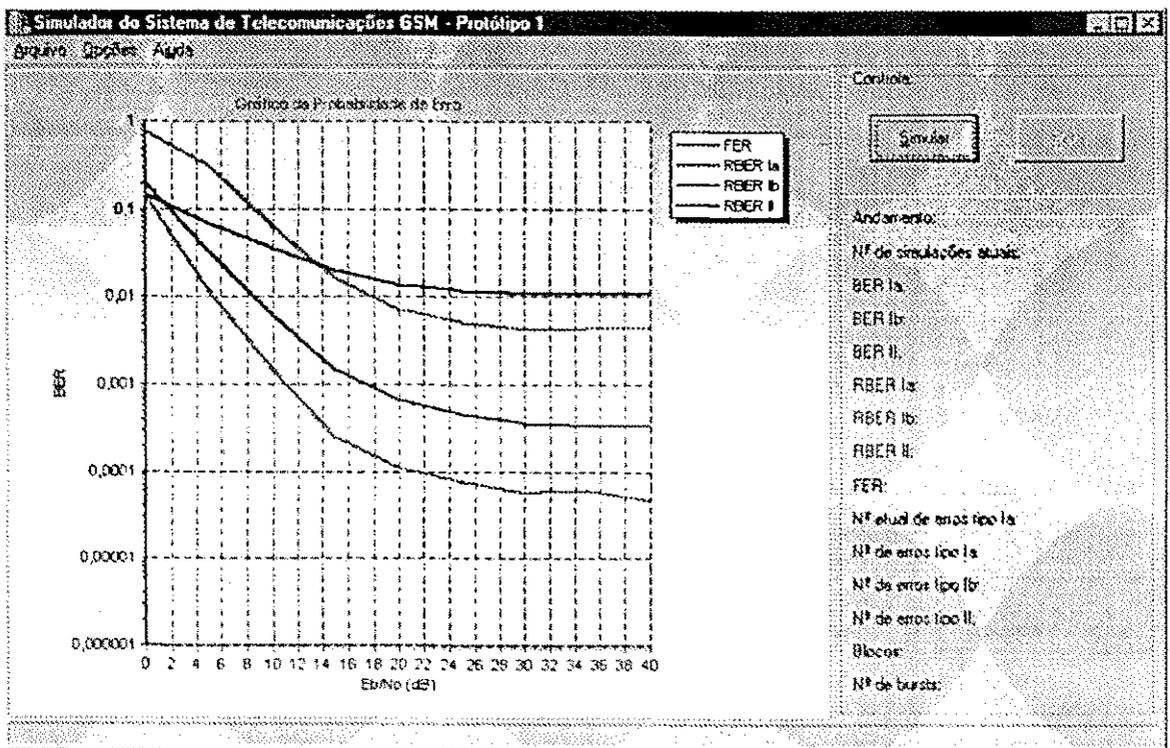


Figura 3.16: Janela principal do simulador.

o valor quatro. L representa o comprimento da resposta ao impulso fornecida pelo filtro casado (parte do demodulador) medido em durações de bits. L pode assumir os valores 2, 3 ou 4, e assim como o OSR, quanto maior o seu valor, maior será o tempo de computação. É recomendado usar $L = 2$. Para que os valores das taxas de erros tenham relevância estatística, foi colocado um controle do número mínimo de erros de bits necessários para que cada ponto seja traçado no gráfico e também o número máximo de simulações. À medida que as simulações são realizadas, as taxas de erros de bit residuais das classes Ia, Ib e II dos blocos de voz e as taxas de apagamentos de quadros são traçadas no gráfico. Pode-se configurar o gráfico para mostrar quaisquer curvas ao mesmo tempo, além disso o passo do eixo horizontal das abscissas também é configurável. Essas opções podem ser visualizadas na Figura 3.17.

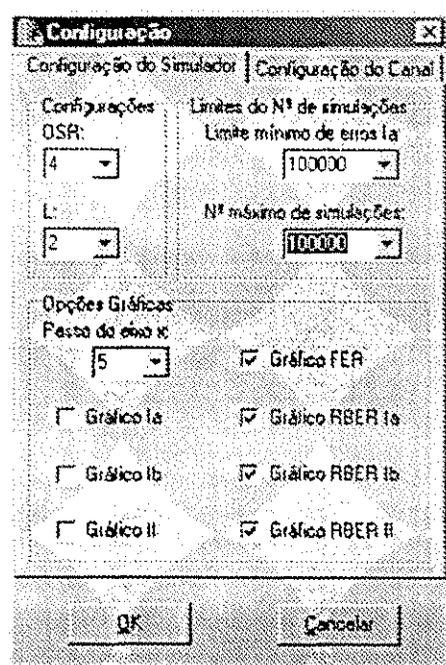


Figura 3.17: Janela de configuração do simulador.

A plataforma foi implementada separadamente do canal, portanto este deve ser selecionado de um grupo de canais disponíveis. A Figura 3.18 mostra a janela de configuração dos canais. Cada canal pode ser implementado separadamente, essa opção

foi escolhida para que outros pesquisadores possam construir seus próprios canais para análises com essa plataforma. O canal deve ser uma biblioteca dinâmica (arquivo *.dll) do sistema operacional *Windows*, as funções obrigatórias do canal que devem ser implementadas para ter compatibilidade com o simulador são descritas na próxima seção. Nessa mesma janela, há um botão (*Configurar...*) que retorna a janela de configuração do canal escolhido, essa janela deve ser implementada no próprio canal. A Figura 3.19 mostra um exemplo de uma janela para as configurações de um canal AWGN. Os parâmetros necessários para configurar cada canal não são necessariamente os mesmos, pois dependendo do canal existem parâmetros específicos. Mesmo assim, alguns parâmetros são obrigatórios, como por exemplo a faixa dos valores da SNR que o programa deve considerar durante a simulação e traçado dos gráficos.

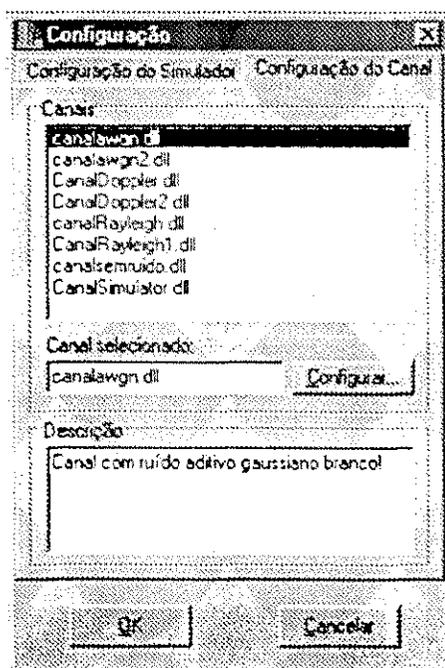


Figura 3.18: Janela de configuração do canal.

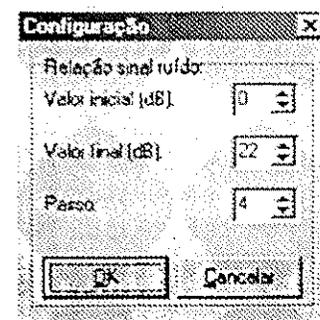


Figura 3.19: Exemplo de janela com as opções de configuração de um canal AWGN.

3.7.2 Esqueleto do canal

Como já mencionado na seção anterior, a plataforma de simulação implementada ficou separada do canal. O canal nesse caso é um bloco externo que recebe o sinal modulado que foi transmitido, (I, Q) , e retorna o sinal (I_r, Q_r) com as alterações produzidas pelos efeitos do canal. Para que o bloco do canal seja compatível com o simulador, é necessário que ele tenha algumas funções obrigatórias. São seis funções, descritas a seguir:

- 1 Função *Descrição*. Essa função deve retornar uma descrição do canal que será simulado.

Sintaxe:

```
void descricao(char descricao[512])
{
    sprintf(descricao, "<<A descrição deve ser colocada aqui.>>");
}
```

- 2 Função *IniciarConfiguração*. Essa função deve criar uma instância da janela de configuração do canal na memória, mas não deve mostrar a janela.

Sintaxe:

```
void iniciarConfig(void)
{
    <Aqui entra o código para criar uma instância da janela de
    configuração do canal. A janela deve ser uma classe já com
    valores iniciais para os seus parâmetros. Não é necessário
    mostrar a janela.>
}
```

- 3 Função *Configurar*. Essa função deve mostrar a janela de configuração do canal. Caso a janela ainda não tenha sido criada, será necessário criar uma instância da janela antes de mostrar.

Sintaxe:

```
void configurar(void) {  
    <Aqui entra o código para mostrar a janela de configuração  
    do canal. Se a janela ainda não foi criada, crie uma  
    instância da janela antes de mostrar.>  
}
```

- 4 Função *SNRdoGráfico*. Essa função deve retornar o valor da SNR atual, ou seja, o valor que está sendo usado na simulação. A atualização desse valor é realizada por outra função.

Sintaxe:

```
double SNRdoGrafico(void)  
{  
    return <variável contendo o valor atual da SNR.>;  
}
```

- 5 Função *AtualizarConfiguração*. Essa função deve atualizar o valor da SNR que está sendo utilizada pelo simulador. Como a SNR assumirá uma quantidade finita de valores (escolhidos previamente durante a configuração do canal), se o valor atualizado igualar ou ultrapassar o maior valor que a SNR pode assumir, então é retornado um valor 0 (*false* para uma variável booleana) indicando que a simulação acabou. Caso contrário, é retornado o valor 1 (*true* para uma variável booleana) indicando que a simulação deve continuar com o novo valor da SNR.

Sintaxe:

```
bool atualizarConfiguracao(void)  
{  
    <Aqui entra o código para atualizar o valor da SNR. A  
    função deve retornar 1 ou 0, para indicar se a simulação  
    deve ou não continuar, respectivamente.>;  
}
```

6 Função *Canal*. É a principal função, responsável por simular os efeitos do canal sobre o sinal transmitido. A função deve receber o sinal transmitido e o parâmetro *OSR*, para então retornar o sinal que será recebido pelo receptor.

Sintaxe:

```
void canal(int osr, double I[150*MAXOSR], double Q[150*MAXOSR],
           double Ir[150*MAXOSR], double Qr[150*MAXOSR])
{
    <Aqui entra o código do canal. MAXOSR é uma constante
    que tem o maior valor possível para o OSR, nesse caso
    o seu valor é 64. A variável osr conterà o valor do
    OSR que está sendo usado. I e Q representa o sinal
    transmitido em fase e quadratura, enquanto Ir e Qr
    representam o sinal que recebeu todos os efeitos que
    o canal produziu no sinal transmitido. Ir e Qr devem
    ter o mesmo tamanho de I e Q.>
}
```

3.8 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada em detalhes a plataforma de simulação proposta para o sistema GSM. Foram descritos os diagramas de blocos do transmissor e do receptor e ainda as implementações correspondentes.

A separação entre a plataforma e o canal de comunicações móveis facilita o uso em futuras pesquisas, pois deixa todo o processamento dos dados, no transmissor e no receptor, transparente para o pesquisador. Desta forma, este poderá concentrar a maior parte do tempo no modelamento e na implementação do canal de comunicações.

Capítulo 4

Simulação e análise dos resultados

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos com a plataforma de simulação implementada de acordo com o padrão GSM explicado anteriormente.

Foram usados canais com ruído aditivo gaussiano branco (AWGN), com desvanecimento do tipo *Rayleigh* e com o efeito *Doppler*. Alguns resultados obtidos para o canal com AWGN são comparados com resultados encontrados na literatura.

Os canais foram implementados em módulos (arquivo **.dll*) separados usando a linguagem de programação *C/C++*.

À seguir são apresentados os tipos de erros considerados.

4.1 Tipos de erros considerados

A contagem de erros é realizada em relação às classes de bits Ia, Ib e II. É importante lembrar que os bits da classe Ia são protegidos por um código de blocos que adiciona três bits de paridade. Na recepção, esses bits de paridade são usados para detectar se houve erros não corrigidos na classe Ia. Sempre que os bits de paridade detectarem erros na classe Ia, o quadro de voz correspondente é descartado (definido como “ruim”) e o decodificador de voz (em um sistema GSM real) é informado de que terá de interpolar um novo quadro para substituir o bloco descartado. Quando os bits de paridade não acusarem erros na classe Ia o quadro de voz é considerado “bom” e é enviado para o decodificador de voz. Após a simulação, as quantidades avaliadas são as seguintes:

- BER (*bit error rate*) - corresponde à razão entre número de erros detectados em todos os quadros transmitidos e o número total de bits transmitidos;
- RBER (*residual bit error rate*) - corresponde à razão entre o número de erros detectados nos quadros "bons" e o número total de bits transmitidos também nos quadros "bons";
- FER (*frame erasure rate*) - corresponde à razão entre o número de quadros considerados "ruins" e o número total de quadros transmitidos.

De acordo com a definição anterior de RBER, uma indeterminação pode ocorrer caso nenhum quadro "bom" ocorra durante a simulação. Neste caso assume-se que a RBER tem o valor 0.5.

Para uma avaliação do desempenho de um sistema GSM considerando apenas os canais de voz de taxa integral, os tipos de erros mais importantes são os erros residuais e os apagamentos de quadros, ou seja, a RBER e a FER. A razão para isso é que no sistema real, os erros que realmente ocorrem são provenientes apenas dos quadros considerados "bons" pelo código cíclico, o cálculo da BER só serviria para avaliar o desempenho da modulação GMSK. Portanto, os gráficos apresentados aqui priorizam o cálculo desses valores.

O número de simulações realizadas foram 100 mil para cada SNR considerada. Cada simulação corresponde à transmissão de um bloco de 260 bits. Desconsiderando o acréscimo de bits fornecidos pela codificação de canal, o desempenho do sistema é medido para $260 \times 100 \text{ mil} = 26 \text{ milhões}$ de bits transmitidos. Sendo 5 milhões de bits para a classe Ia, 13,2 milhões de bits para a classe Ib e 7,8 milhões de bits para a classe II. É importante esclarecer que mesmo que o código cíclico não detecte erros (não corrigidos) na classe Ia, é possível haver erros nessa classe, pois a sequência corrompida da classe Ia pode ser uma palavra-código válida para o código cíclico. Mesmo assim, os erros na classe Ia ficam bastante reduzidos devido a essa proteção (isso pode ser visto nos gráficos). Com esses valores, é possível obter resultados estatisticamente válidos para até pelo menos 10^{-6} de taxa de erros para as classes Ia, Ib e II. O caso mais crítico é o cálculo da FER, pois com 100 mil quadros de voz transmitidos, os apagamentos só podem ser avaliados até o valor de 10^{-5} . Na simulação realizada aqui, o número inicial

foi de 100 mil quadros para cada SNR, mas a taxa de apagamentos só foi considerada para os casos em que ocorreram pelo menos 100 apagamentos. Portanto, para o caso da FER, 100 apagamentos em 100 mil quadros transmitidos correspondem a uma taxa de apagamentos de quadros de 10^{-3} , que é exatamente o menor valor assumido pela FER nos gráficos obtidos. O limite mínimo de 100 erros para o cálculo da taxa de erros também foi usado para a RBER de todas as classes.

4.2 Descrição dos canais e os resultados obtidos

4.2.1 Canal AWGN

O canal AWGN é caracterizado pela adição do sinal transmitido $s(t)$ com uma parcela $n(t)$ de distribuição normal. Portanto, o sinal recebido $r(t)$ é obtido por

$$r(t) = s(t) + n(t). \quad (4.1)$$

Na implementação do canal, $n(t)$ foi implementado como uma variável aleatória gaussiana de média zero e variância $N_0/2$, tanto em fase como em quadratura. A geração dessa variável aleatória é realizada com técnicas numéricas a partir de seqüências de dados pseudo-aleatórios. A Figura 4.1 mostra o gráfico obtido para esse canal. Foram usados os parâmetros $L = 2$ e $OSR = 4$.

Pode-se ver que os bits da classe Ia são os mais bem protegidos, partindo de 10^{-2} em 0 dB e seguindo com uma RBER que decresce uma década para cada aumento de, aproximadamente, 2 dB. Os bits da classe Ib protegidos apenas pelo código convolucional, seguem praticamente a mesma curva da RBER da classe Ia com 1,5 dB à frente. Os bits da classe II, sem proteção, possuem uma taxa de erros de 10^{-3} em 9 dB.

4.2.2 Canal *Rayleigh*

O canal *Rayleigh* é implementado aqui pela multiplicação do sinal transmitido por uma componente complexa α . O módulo de α tem distribuição *Rayleigh* e a fase tem distribuição uniforme. Como a transmissão no GSM ocorre em blocos, é gerado um valor de α para um bloco inteiro, ou seja, é simulado um canal com desvanecimento

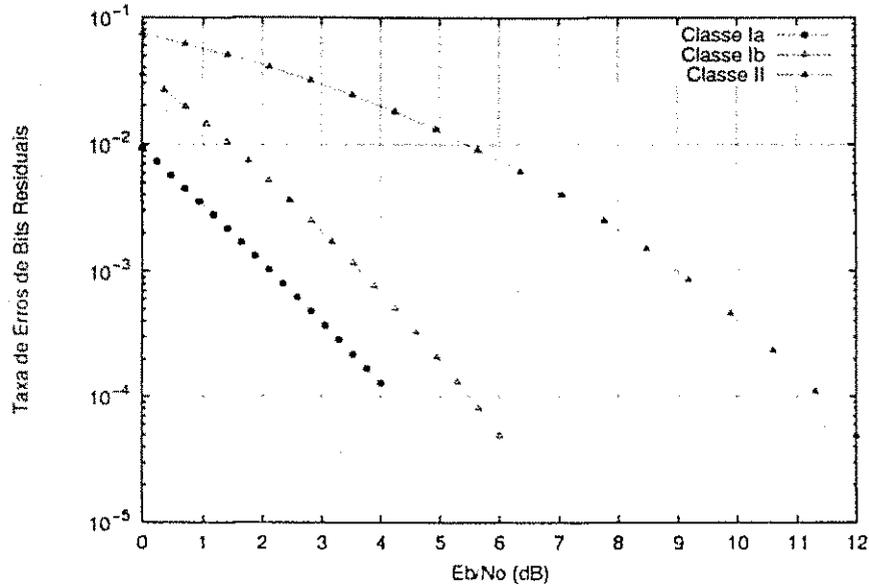


Figura 4.1: Simulação do canal AWGN.

lento. Além do α , também é adicionado o ruído aditivo gaussiano branco. Portanto, o sinal recebido é

$$r(t) = \alpha s(t) + n(t). \quad (4.2)$$

A componente representando o ruído multiplicativo, α , foi implementada como uma variável aleatória complexa. A fase e a quadratura são duas variáveis aleatórias de média zero e variância 0,5, por dimensão. O módulo de α tem distribuição *Rayleigh* e a fase tem distribuição uniforme. A Figura 4.2 mostra o gráfico obtido para esse canal. Para $L = 2$ e $OSR = 4$.

Pode-se observar que os bits da classe Ia têm taxa de erros de bits residuais pouco maior que 10^{-1} em 0 dB e seguem com um decréscimo de uma década para um aumento em E_b/N_0 de pouco mais de 2 dB. A curva da RBER da classe Ib decresce de uma década para um aumento de, aproximadamente, 2,5 dB em E_b/N_0 . A curva da RBER da classe II decresce de uma década para um aumento em torno de 6 dB em E_b/N_0 .

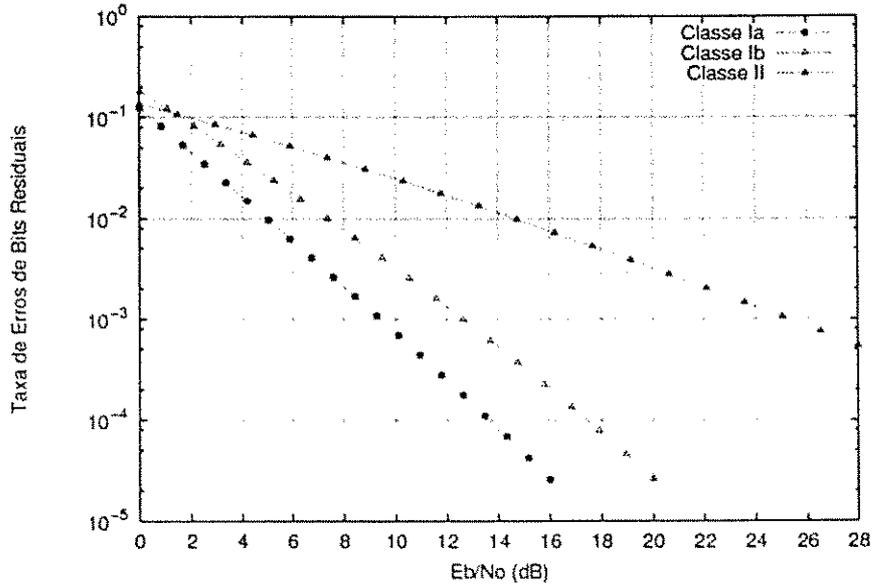


Figura 4.2: Simulação do canal *Rayleigh*.

4.2.3 Canal *Doppler*

O canal *Doppler* é uma versão modificada do canal *Rayleigh*. Apesar do sinal recebido ser dado também pela Equação 4.2, o fator multiplicativo $\alpha(t)$ é modelado por um processo gaussiano estacionário em sentido amplo com densidade espectral de potência (DEP) dada por

$$G(f) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{1-(f/f_D)^2}}, & \text{se } |f| < f_D \\ 0, & \text{se } |f| \geq f_D, \end{cases} \quad (4.3)$$

em que f_D é o máximo desvio *Doppler* [4].

A função de autocorrelação referente a esta DEP é dada por

$$R_{\alpha\alpha}(T) = \frac{1}{2} E\{\alpha^*(t)\alpha(t+T)\} = J_0(2\pi f_D T), \quad (4.4)$$

em que $J_0(\cdot)$ é a função de *Bessel* de ordem zero e T é o tempo de separação entre as amostras.

O Método de *Monte Carlo* foi utilizado para geração da variável aleatória $\alpha(t)$. De acordo com esta técnica [46, 44, 45], a resposta impulsional (RI) do canal é gerada

simulando o modelo físico de propagação que caracteriza o canal de comunicação. Para esta técnica, uma realização da RI do canal caracterizado pelo efeito do desvanecimento rápido e plano é dada por

$$h(t, \tau) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \delta(\tau - \tau_n) e^{j2\pi\nu_n t}, \quad (4.5)$$

em que a_n , ν_n e τ_n são as variáveis aleatórias que representam a amplitude complexa, o deslocamento *Doppler* e o atraso do canal, respectivamente. Além disso, τ é o retardo na transmissão e N representa a ordem do modelo que deve ser suficientemente grande para garantir que $h(t, \tau)$ seja um processo gaussiano complexo (tipicamente este valor é igual ou superior a 20).

A Equação 4.5 representa um modelo de canal estacionário em sentido amplo desde que as variáveis aleatórias complexas a_n sejam estatisticamente independentes com variâncias unitárias e que o par (ν_n, τ) seja extraído de uma função densidade de probabilidade conjunta, cuja forma é dada pela função espalhamento do canal a ser simulado [45].

No sistema GSM com portadora de 900 MHz os testes são geralmente realizados para móveis com velocidades de 50, 100 e 250 km/h, isso corresponde a 42, 83 e 208 Hz, respectivamente. Para o GSM com portadora de 1,8 GHz (o caso brasileiro), 42, 83 e 208 Hz correspondem a móveis com velocidades de 25, 50 e 125 km/h, respectivamente. As simulações foram feitas para taxa de sinalização de 270, 833 kbps.

A Figura 4.3 mostra o gráfico para a simulação do canal com desvio *Doppler* de 42 Hz. Pode-se observar que a curva da RBER da classe II aparentemente se encaminha para um patamar de erros irreduzível (PEI), no qual a taxa de erros cai muito pouco para um aumento regular de E_b/N_0 . Isso ocorre devido ao erro de estimação da componente α , pois esta varia dentro de cada bloco de acordo com o desvio *Doppler* escolhido. Para o número de simulações realizadas, as outras curvas não apresentaram um PEI, mas considerando que o erro de estimação do canal afeta a taxa de erros em todos os bits transmitidos, pode-se concluir que as curvas para a RBER das classes Ia e Ib possivelmente apresentarão um PEI.

A Figura 4.4 mostra o gráfico obtido na simulação do canal com desvio *Doppler* de 83 Hz. Observa-se que a curva da RBER da classe II aparentemente se encaminha para

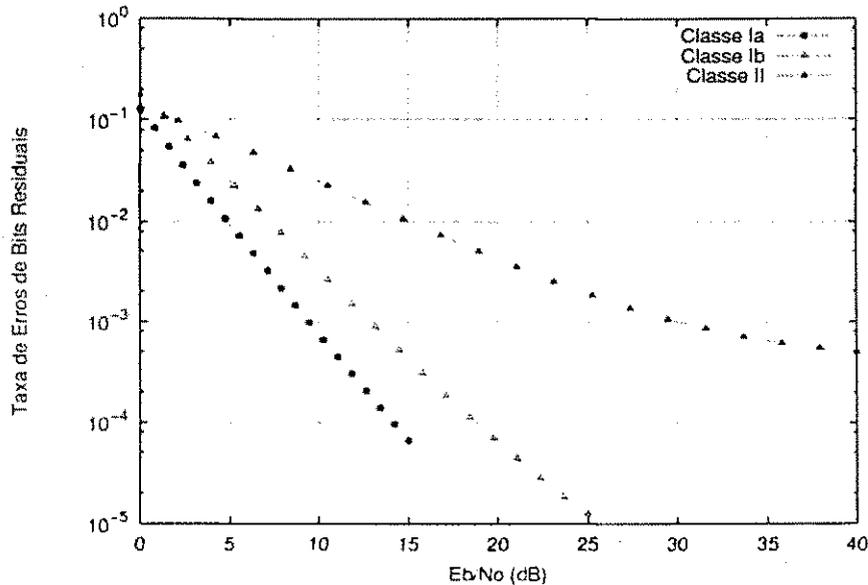


Figura 4.3: Simulação do canal *Doppler* para desvio *Doppler* de 42 Hz.

um PEI com taxa de erros em torno de $1,8 \times 10^{-3}$ a partir de 40 dB de E_b/N_0 . A curva da RBER da classe Ib aparentemente também apresenta um PEI. Pelo mesmo motivo explicado no parágrafo anterior, as outras duas curvas não apresentaram um PEI, mas provavelmente apresentariam caso fosse realizado um número maior de simulações.

A Figura 4.5 mostra o gráfico para o canal com desvio *Doppler* de 208 Hz. Para esse valor, as quatro curvas apresentam um PEI devido ao erro de estimação da componente α . A partir de 35 dB de E_b/N_0 a RBER das classe Ia, Ib e II apresentam um PEI em torno de $4,7 \times 10^{-5}$, $3,3 \times 10^{-4}$ e $1,1 \times 10^{-2}$, respectivamente.

4.2.4 Resultados da FER em todos os canais

A Figura 4.6 mostra as curvas obtidas para a taxa de apagamentos de quadros de voz em todos os canais simulados.

Para o canal AWGN, a FER é menor que 10^{-2} acima de 4 dB de E_b/N_0 . o canal com desvanecimento do tipo *Rayleigh* e os canais com desvio *Doppler* de 42 e 83 Hz apresentam resultados semelhantes na faixa de 0 a 16 dB, a FER obtida nas simulações desses três canais cai abaixo de 10^{-2} entre 12 e 14 db de E_b/N_0 . Para o canal com

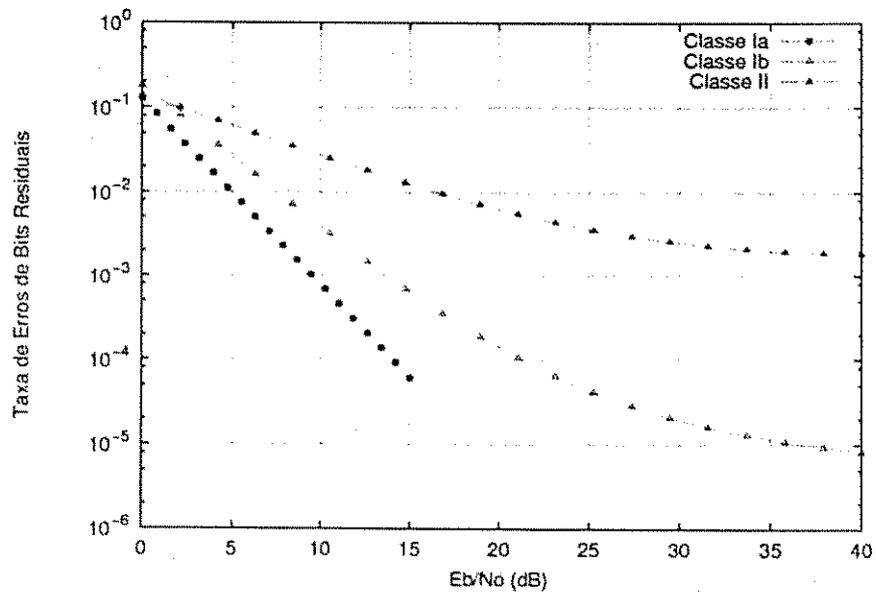


Figura 4.4: Simulação do canal *Doppler* para desvio *Doppler* de 83 Hz.

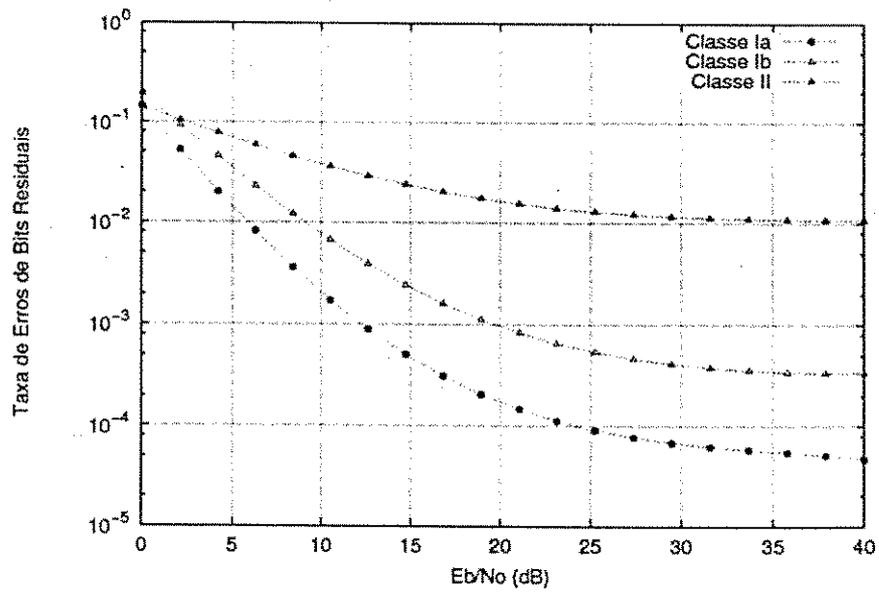


Figura 4.5: Simulação do canal *Doppler* para desvio *Doppler* de 208 Hz.

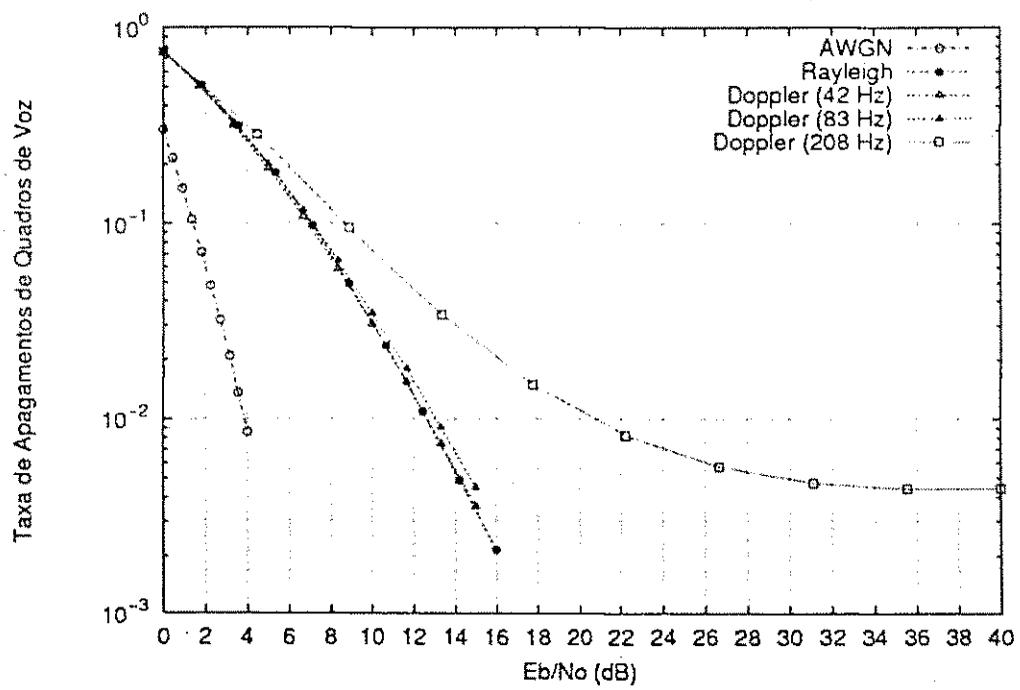


Figura 4.6: Comparação das curvas obtidas para as taxas de apagamentos de quadros de voz.

desvio *Doppler* de 208 Hz, a partir de 35 dB de E_b/N_0 a FER apresenta um PEI em torno de $4,4 \times 10^{-3}$.

4.3 Comparação com resultados encontrados na literatura

Foram poucos os estudos encontrados sobre simulação do sistema GSM. A maioria se restringia apenas à modulação GMSK. Outros apesar de simular o sistema, continham algumas diferenças tanto nas escolhas dos canais como nos métodos usados para a demodulação e decodificação de canal. Como a parte referente ao receptor do GSM não é descrito nas normas, fica a cargo do autor escolher a forma como deve ser feita a recepção no sistema. No presente trabalho a parte do MLSE no demodulador é implementado com um detetor de *Viterbi* com decisões suaves e com oito estados. Em contrapartida, o decodificador do código convolucional usa um algoritmo de *Viterbi* com decisões bruscas, para dezesseis estados. A Figura 4.7 compara a BER da classe II para a simulação feita por A. Abrardo [19] com os resultados obtidos aqui.

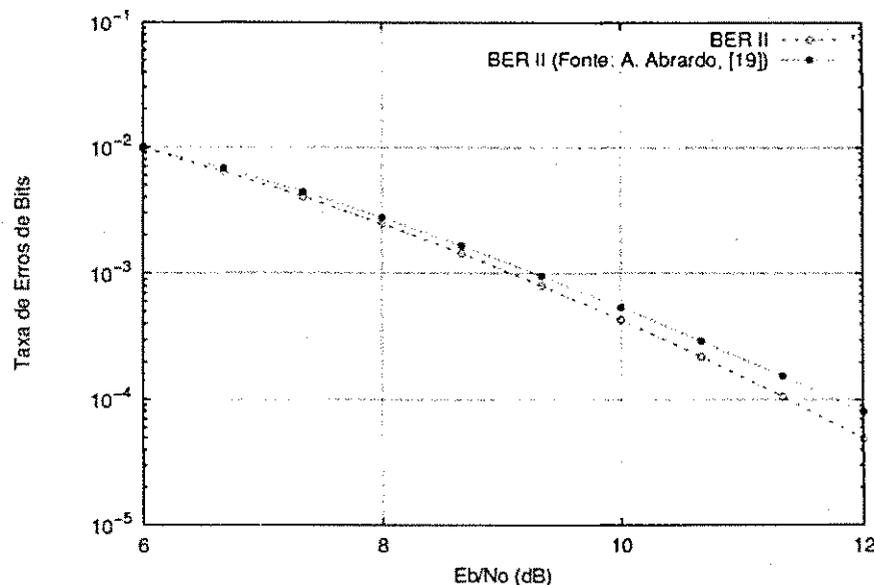


Figura 4.7: Comparação de duas simulações para a classe II submetida ao canal AWGN.

Pode-se ver nesse gráfico que as duas simulações estão bastante semelhantes entre 6 e 8 dB. E em torno de 12 dB a curva para a simulação feita neste trabalho cai mais rápido.

A Figura 4.8 mostra a comparação da BER da classe II nas simulações feitas aqui com as simulações feitas por *G. D'Aria* [10]. O algoritmo de *Viterbi* usado na demodulação em [10] usa dezesseis estados, por isso o desempenho do sistema em [10] se apresenta melhor.

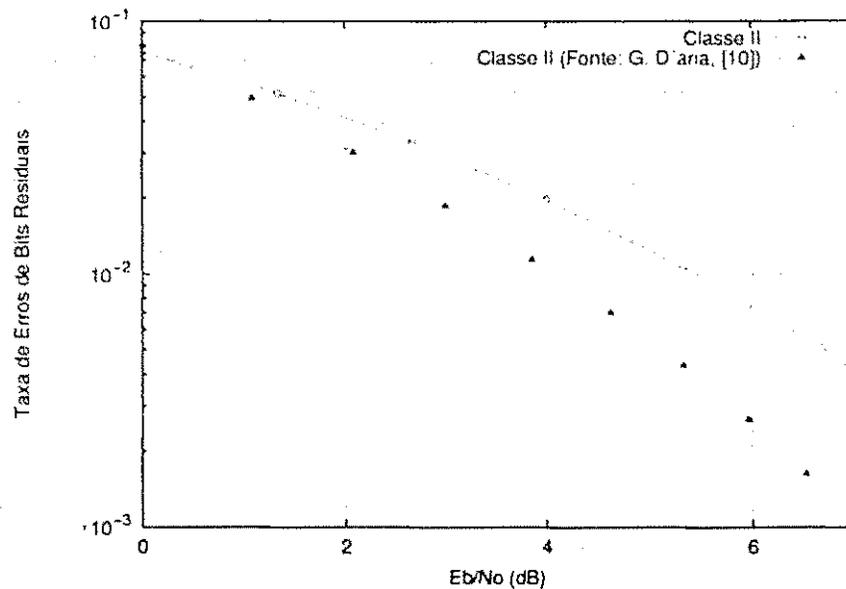


Figura 4.8: Comparação de duas simulações para a classe II submetida ao canal AWGN.

Além das simulações feitas por *G. D'Aria* usar dezesseis estados para a demodulação, o algoritmo de *Viterbi* usado no decodificador de canal é baseado em decisões suaves, o que implica em outro ganho de desempenho em relação à simulação feita aqui para os bits das classes Ia e Ib. Isso pode ser visto na Figura 4.9.

4.4 Conclusão

Neste capítulo foram descritos os tipos de erros considerados nas avaliações e apresentados os canais simulados. Os resultados das simulações foram apresentados em

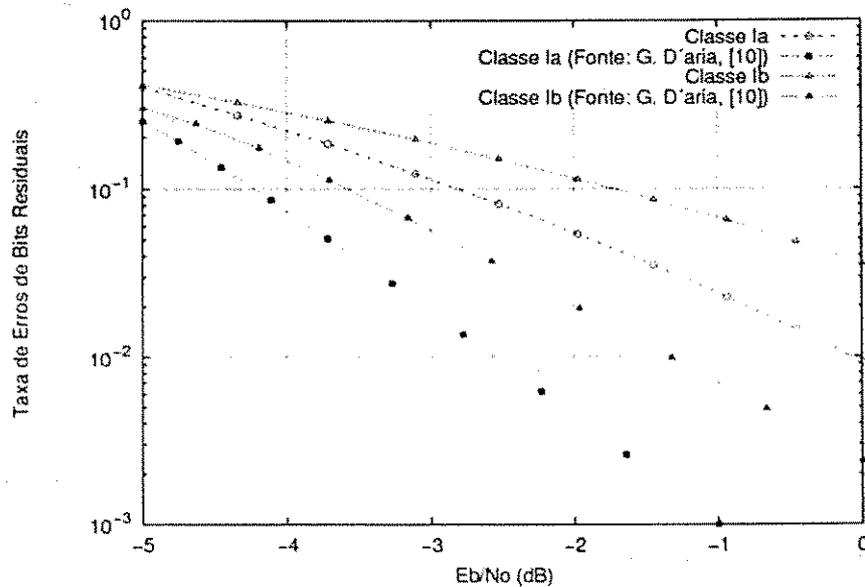


Figura 4.9: Comparação de quatro simulações para as classes Ia e Ib submetidas ao canal AWGN.

gráficos e foram feitas comparações com resultados encontrados na literatura.

Nas comparações feitas os resultados mostraram que quanto maior o número de estados considerados na implementação do algoritmo de *Viterbi* para o MLSE, melhores são os resultados obtidos (para todas as classes de bits consideradas). O uso de decisões suaves em vez de decisões bruscas no algoritmo de *Viterbi* da decodificação de canal também melhora o desempenho para os bits das classes Ia e Ib.

Capítulo 5

Conclusão

Neste trabalho uma plataforma de simulação da interface aérea do sistema de comunicações móveis GSM foi desenvolvida com o objetivo de auxiliar no aprendizado e nas pesquisas envolvendo o sistema GSM. Para verificar o funcionamento da plataforma, foram feitas simulações com canais planos apresentando ruído AWGN, desvanecimento do tipo *Rayleigh* e o efeito *Doppler*.

Foi visto neste trabalho que o sistema GSM surgiu na Europa e com o passar dos anos foi implantado em vários países de outros continentes. O padrão foi concebido com o propósito de manter uma evolução contínua, de acordo com os avanços tecnológicos. A importância de uma ferramenta que simula a interface aérea de um sistema de comunicações móveis é enorme, pois proporciona um rápido entendimento de como é feito o processamento do sinal e facilita a realização de pesquisas com propostas de novas técnicas para melhoria de desempenho do sistema. Dessa forma, a plataforma de simulação desenvolvida no presente trabalho representa um instrumento de auxílio à pesquisa e ao aprendizado envolvendo o sistema GSM.

Foi verificado o funcionamento da plataforma pelas simulações de vários canais e feitas avaliações de desempenho do sistema. Foram descritos os tipos de erros considerados nas simulações, sendo definidos os erros residuais e os apagamentos dos quadros de voz e apresentados os canais simulados.

Os resultados das simulações para o canal AWGN mostraram que a classe Ia apresentou o melhor desempenho, foi um resultado esperado pois os bits dessa classe são

protegidos por dois códigos (código cíclico e código convolucional), em seguida a classe Ib (protegidos apenas pelo código convolucional) apresentou um desempenho intermediário e por fim a classe II (sem proteção) teve o pior desempenho comparando-se com as outras duas classes. As simulações para o canal *Rayleigh* apresentaram resultados semelhantes ao canal AWGN em relação ao formato das curvas, porém as taxas de erros foram maiores comparando-se os dois gráficos para um valor de E_b/N_0 fixo. Os resultados para os canais com o efeito *Doppler* apresentaram curvas com características hiperbólicas, ou seja, apresentaram um PEI (patamar de erros irreduzível). Isso era esperado devido ao erro de estimação da resposta ao impulso do canal. Nas comparações feitas com simulações encontradas na literatura os resultados mostraram que quanto maior é o número de estados considerados na implementação do algoritmo de *Viterbi* para o detetor MLSE, melhor é o desempenho do sistema. Constatou-se também que o uso de decisões suaves em vez de decisões bruscas no algoritmo de *Viterbi* para a decodificação de canal melhora o desempenho, mas apenas para as classes Ia e Ib, pois a classe II não é protegida por nenhum código. O critério utilizado em todas as avaliações foi a comparação das taxas de erros obtidas para cada classe de bits considerada.

5.1 Contribuições

O trabalho realizado proporcionou um grande aprendizado não apenas sobre o funcionamento e a organização do sistema de comunicações móveis GSM, mas principalmente sobre a composição de um sistema de comunicações móveis em geral. Entre os conhecimentos adquiridos, destacam-se: as técnicas para proteção do sinal, a modulação GMSK e os métodos para realizar a correta recepção e decodificação do sinal.

Mas a principal contribuição deste trabalho foi fornecer uma ferramenta composta por vários blocos previstos no padrão GSM para o transmissor e o receptor com o objetivo de auxiliar novas pesquisas. Portanto, é uma contribuição para a pesquisa de novas técnicas que podem melhorar esse sistema em termos de desempenho e custo. Mas é importante notar que a plataforma está longe do ideal e pode se tornar mais abrangente. Para isso, a próxima seção indica alguns caminhos que podem ser seguidos.

5.2 Perspectivas para trabalhos futuros

Como continuação das atividades de pesquisa realizadas podem ser citadas as seguintes sugestões:

- Implementação e incorporação do codificador e do decodificador de voz para os canais de tráfego de taxa integral. Com isso pode-se fazer uma avaliação subjetiva da qualidade do sinal de voz para diferentes canais;
- Implementação dos blocos de codificação de canal e entrelaçamento para os canais de controle e de dados;
- Avaliação do desempenho do sistema para canais seletivos em frequência;
- Modularização dos blocos constituintes do transmissor, possibilitando a avaliação do sistema para outros tipos de moduladores e codificadores;
- Modularização dos blocos constituintes do receptor, possibilitando a avaliação de outros tipos de demoduladores e decodificadores de canal;
- Usar uma distribuição de probabilidade (representando melhor o sinal de voz) diferente da uniforme para os bits fornecidos pelo gerador de bits.

Apêndice A

Códigos convolucionais

Os códigos convolucionais oferecem um enfoque para o controle de erros de forma substancialmente diferente daquele proveniente dos códigos de bloco. Um codificador convolucional converte uma seqüência inteira de dados, não importando o seu comprimento, em uma simples palavra-código. Os codificadores de bloco, por outro lado, segmentam uma seqüência de dados em “blocos” de comprimento fixo “ k ”. Esses blocos são então mapeados em palavras-código de comprimento fixo “ n ”. Esta diferença fundamental implica numa natureza diferente no projeto de códigos convolucionais. Os códigos de bloco são geralmente desenvolvidos e analisados a partir do uso de técnicas algébricas/combinatoriais, enquanto que os códigos convolucionais utilizam técnicas heurísticas de construção.

A.1 Introdução

Os códigos convolucionais foram inicialmente estudados por *Elias* em 1955 [33]. Ele mostrou que pode ser introduzida redundância em uma seqüência de dados a partir do uso de um registrador de deslocamento linear (*linear shift register*). Ele também mostrou que os códigos resultantes são muito bons quando escolhidos aleatoriamente. Este resultado foi muito interessante por sua correlação com o trabalho de *Shannon*, que mostrou que existem códigos selecionados aleatoriamente que, em média, possibilitam altos níveis de confiabilidade para uma transmissão de dados a taxas inferiores a

capacidade do canal [34].

Em 1961, *Wozencraft e Reiffen* descreveram o primeiro algoritmo prático de decodificação para os códigos convolucionais [35]. Esse algoritmo foi o primeiro de uma classe de “algoritmos seqüenciais” que fornecem uma decodificação rápida, porém sub-ótima, dos códigos convolucionais. *Fano* [36] e *Jelinek* [37] descreveram modificações nos algoritmos seqüenciais em 1963 e 1969, respectivamente, que melhoravam o desempenho do algoritmo de *Wozencraft-Reiffen*, que continuava ainda sub-ótimo.

Em 1967, *Viterbi* descobriu uma terceira aproximação para a decodificação dos códigos convolucionais que ele mostrou ser “assintoticamente ótima” [38]. Dois anos mais tarde, *Omura* [39] mostrou que o algoritmo de *Viterbi* era uma solução para o problema de encontrar o caminho de peso mínimo num grafo orientado de pesos. Em 1973, *Forney* mostrou que o algoritmo de *Viterbi* é realmente um algoritmo de máxima verossimilhança para a decodificação de códigos convolucionais [40].

A.2 Codificadores convolucionais lineares

Um codificador convolucional linear típico com taxa 1/2 pode ser visto na Figura A.1. A taxa deste codificador é calculada a partir do fato que existem dois bits de saída para cada bit de entrada do codificador. Em geral, um codificador com k entradas e n saídas apresenta taxa k/n . Por exemplo, o codificador da Figura A.2 é um codificador com taxa 2/3.

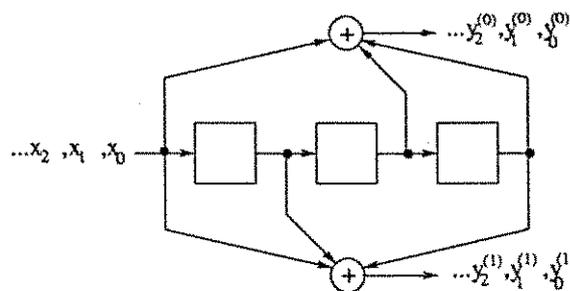


Figura A.1: Codificador convolucional linear com taxa 1/2.

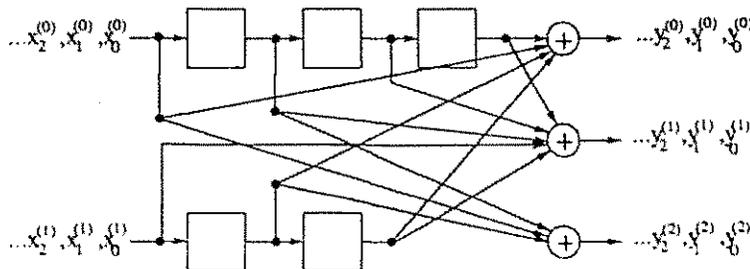


Figura A.2: Codificador convolucional linear com taxa 2/3.

Na Figura A.1, a seqüência binária de dados $\mathbf{x} = (x_0, x_1, x_2, \dots)$ é aplicada à entrada de um registrador de deslocamento. A partir dos bits de entrada e dos valores armazenados no registrador é criado um par de seqüências de dados codificados $\mathbf{y}^{(0)} = (y_0^{(0)}, y_1^{(0)}, y_2^{(0)}, \dots)$ e $\mathbf{y}^{(1)} = (y_0^{(1)}, y_1^{(1)}, y_2^{(1)}, \dots)$. Estas seqüências de saída podem ser multiplexadas para criar uma única seqüência de saída $\mathbf{y} = (y_0^{(0)}, y_0^{(1)}, y_1^{(0)}, y_1^{(1)}, y_2^{(0)}, y_2^{(1)}, \dots)$. \mathbf{y} é a palavra-código convolucional.

Cada elemento da seqüência de saída é uma combinação linear dos elementos das seqüências de entrada $\mathbf{x}^{(0)}, \mathbf{x}^{(1)}, \mathbf{x}^{(2)}, \dots, \mathbf{x}^{(k-1)}$. Por exemplo, a seqüência de saída da Figura A.1 é calculada a partir da única seqüência de entrada \mathbf{x} . Assumindo-se que o conteúdo do registrador de deslocamento seja nulo no início do processo de decodificação, tem-se

$$\begin{aligned}
 y_0^{(1)} &= x_0^{(0)} + 0 + 0 \\
 y_1^{(1)} &= x_1^{(0)} + x_0^{(0)} + 0 \\
 y_2^{(1)} &= x_2^{(0)} + x_1^{(0)} + 0 \\
 y_3^{(1)} &= x_3^{(0)} + x_2^{(0)} + x_0^{(0)} \\
 y_4^{(1)} &= x_4^{(0)} + x_3^{(0)} + x_1^{(0)} \\
 &\vdots
 \end{aligned}
 \tag{A.1}$$

De um modo geral, uma coordenada arbitrária $y_j^{(1)}$ da seqüência de saída $\mathbf{y}^{(1)}$ pode ser calculada como

$$y_i^{(1)} = x_i^{(0)} + x_{i-1}^{(0)} + x_{i-3}^{(0)}.
 \tag{A.2}$$

Exemplo: O codificador de taxa 1/2 da Figura A.1 é usado para codificar a

seqüência de informação $\mathbf{x} = (10110)$. Obtém-se as seguintes seqüências codificadas de saída:

$$\begin{aligned}\mathbf{y}^{(0)} &= (10001010), \\ \mathbf{y}^{(1)} &= (11111110).\end{aligned}$$

A palavra código convolucional correspondente à entrada $\mathbf{x} = (10110)$ é então

$$\mathbf{y} = (11, 01, 01, 01, 11, 01, 11, 00)$$

Após toda a seqüência \mathbf{x} ter entrado no codificador, introduz-se uma seqüência de zeros para que no final do processo de codificação o conteúdo do registrador seja nulo. Esta é uma condição necessária para se efetuar a decodificação dessa classe de códigos, como será visto adiante.

As vírgulas são usadas para indicar os blocos de bits gerados no mesmo intervalo de tempo. ■

Pode-se observar a partir da Equação A.2 que codificadores como os das Figuras A.1 e A.2 são lineares. Se \mathbf{y}_1 e \mathbf{y}_2 são palavras-código correspondentes às entradas \mathbf{x}_1 e \mathbf{x}_2 , respectivamente, então $(\mathbf{y}_1 + \mathbf{y}_2)$ é a palavra-código correspondente à entrada $(\mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_2)$. A estrutura linear destes códigos permite o seu estudo através da utilização das técnicas provenientes da teoria de sistemas lineares.

Uma resposta ao impulso $\mathbf{g}_j^{(i)}$ é obtida a partir da i -ésima saída de um codificador aplicando-se um 1 seguido de zeros à j -ésima entrada. Cadeias de zeros são aplicadas a todas as outras entradas. A seqüência de dados $\mathbf{x}^{(j)} = \delta = (1000\dots)$ serve como a função Delta de *Dirac* na análise de sistemas contínuos (ou Delta de *Kronecker* nos sistemas discretos). As respostas ao impulso para o codificador da Figura A.1 são

$$\begin{aligned}\mathbf{g}^{(0)} &= (1011), \\ \mathbf{g}^{(1)} &= (1101).\end{aligned}\tag{A.3}$$

O codificador da Figura A.2 tem as seguintes respostas ao impulso:

$$\begin{aligned}\mathbf{g}_0^{(0)} &= (1001) & \mathbf{g}_1^{(0)} &= (0110) \\ \mathbf{g}_0^{(1)} &= (0111) & \mathbf{g}_1^{(1)} &= (1010) \\ \mathbf{g}_0^{(2)} &= (1100) & \mathbf{g}_1^{(2)} &= (0100).\end{aligned}\tag{A.4}$$

As respostas ao impulso são freqüentemente referidas como seqüências geradoras, porque a sua relação com as palavras-códigos geradas é semelhante àquela entre os polinômios geradores e as palavras-código num código cíclico.

Como existem três elementos de memória no codificador da Figura A.1, cada bit de entrada pode afetar no máximo 4 bits, que é o comprimento máximo da seqüência geradora da Equação A.3. Em geral, uma seqüência de dados de entrada $x^{(i)}$ para um dado codificador convolucional é colocada num registrador de deslocamento com m_i elementos de memória. A quantidade de elementos de memória determina a extensão na qual um bit de entrada afeta diretamente a seqüência de dados de saída.

A restrição de comprimento k de um código convolucional é o número máximo de bits em uma seqüência de saída que podem ser afetados por qualquer bit de entrada, ou seja,

$$k \triangleq 1 + \max_i m_i. \quad (\text{A.5})$$

A memória total M de um código convolucional é definido como o número total de elementos de memória no codificador, logo

$$M = \sum_{i=0}^{k-1} m_i. \quad (\text{A.6})$$

A memória total de um codificador tem um forte impacto na complexidade do decodificador de *Viterbi*, como será visto adiante.

A.3 Representação dos códigos convolucionais

Um código convolucional pode ser representado, dentre outras formas, através de diagramas de estados ou de diagramas em treliça.

A.3.1 Diagrama de estados

O codificador convolucional pode ser visto como uma máquina de estados finitos. O conteúdo dos seus elementos de memória determina o mapeamento entre o próximo conjunto de bits de entrada e de saída. Considere o codificador da Figura A.1. Este

codificador contém três elementos de memória binários que podem assumir coletivamente um entre oito possíveis estados. Estes estados são designados por $\{S_0, S_1, \dots, S_7\}$ e são associados com o conteúdo dos elementos de memória como mostrado abaixo.

$$\begin{aligned} S_0 &\leftrightarrow (000), & S_4 &\leftrightarrow (001) \\ S_1 &\leftrightarrow (100), & S_5 &\leftrightarrow (101) \\ S_2 &\leftrightarrow (010), & S_6 &\leftrightarrow (011) \\ S_3 &\leftrightarrow (110), & S_7 &\leftrightarrow (111) \end{aligned}$$

Como uma típica máquina de estados, o codificador somente pode se mover entre os estados de maneira limitada. Dado o corrente estado (XYZ) , o próximo estado poderá ser $(0XY)$ (correspondendo a uma entrada zero) ou $(1XY)$ (correspondendo a uma entrada um). O diagrama de estados da Figura A.3 apresenta esta restrição.

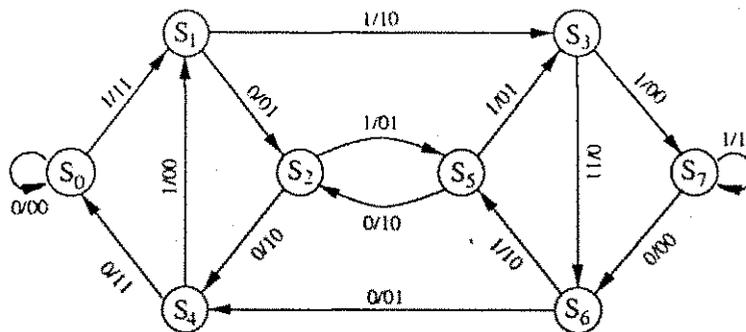


Figura A.3: Diagrama de estados para o codificador da Figura A.1.

Cada ramo do diagrama de estados apresenta um rótulo na forma X/YZ , sendo X o bit que provoca a transição de estados e YZ o correspondente par de bits na saída do codificador.

A.3.2 Diagrama em treliça

Um diagrama em treliça é uma extensão do diagrama de estados que mostra explicitamente a passagem do tempo, i.e., representa cada instante de tempo com um diagrama de estados separado. Por exemplo, considere o codificador da Figura A.4. Este codificador, com taxa $1/3$, tem duas células de memória, logo o diagrama de estados possui

quatro estados, como pode ser observado na Figura A.5. Na Figura A.6 esse diagrama é estendido no tempo na forma de diagrama de treliça. Os ramos do diagrama da treliça são rotulados com os bits de saída correspondentes às transições de estados associadas.

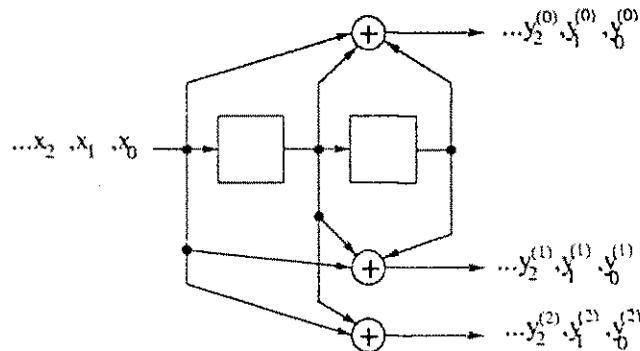


Figura A.4: Codificador convolucional linear com taxa 1/3.

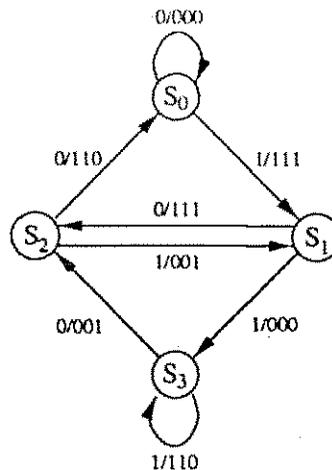


Figura A.5: Diagrama de estados para o codificador da Figura A.4.

Cada palavra-código convolucional é associada com um único caminho, iniciando e terminando no estado S_0 , através do diagrama em treliça associado. A estrutura em treliça permite alguns exercícios de contagem que levam a alguns resultados úteis. Considere um codificador convolucional genérico (n, k) com memória total M e ordem máxima de memória m . O diagrama em treliça associado tem 2^M nós em cada estágio, ou incremento de tempo t . Existem 2^k ramos deixando cada nó, um ramo para cada

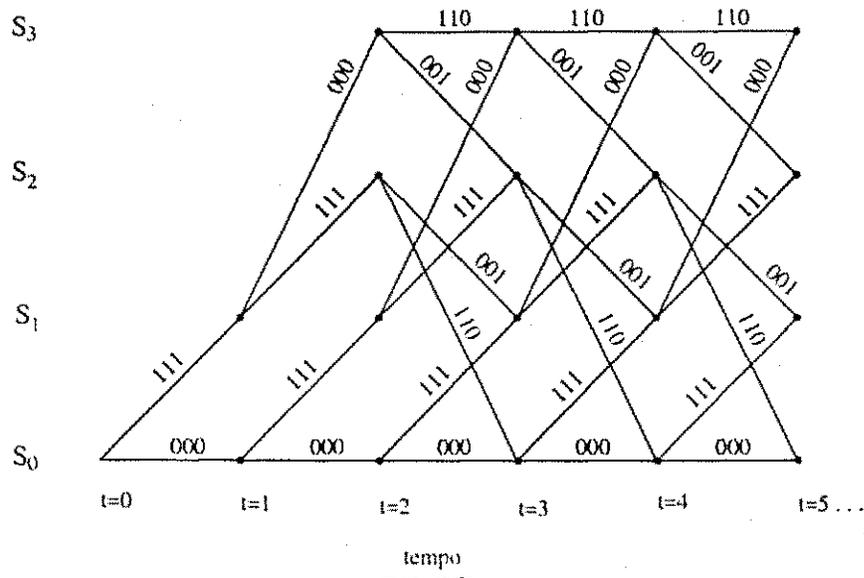


Figura A.6: Diagrama em treliça para o codificador da Figura A.4.

combinação possível dos bits de entrada. Depois do instante $t = m$, existem 2^k ramos chegando a cada nó. Assume-se que após a seqüência ter entrado no decodificador sejam necessárias m transições de estados para o codificador retornar ao estado S_0 . Dada uma seqüência de entrada com $k \cdot L$ bits, sendo L um número inteiro positivo qualquer, o diagrama em treliça deverá ter $L + m$ estágios, o primeiro e o último estágio iniciando e terminando, respectivamente, no estado S_0 . Desta forma, existirão 2^{kL} caminhos distintos através de uma treliça geral, cada um correspondendo a uma palavra-código convolucional de comprimento $n(L + m)$. Por exemplo, a seqüência de entrada, com comprimento 3, $\mathbf{x} = (011)$ é apresentada na Figura A.7 que corresponde ao percurso associado, com 5 ramos, a palavra-código convolucional com, $3(3 + 2) = 15$ bits, $\mathbf{y} = (000, 111, 000, 001, 110)$.

A.4 Decodificação dos códigos convolucionais

Os algoritmos de decodificação dos códigos convolucionais podem ser divididos em duas classes: os algoritmos seqüenciais e o algoritmo de *Viterbi*. A popularidade dos algoritmos seqüenciais decresceu rapidamente depois do desenvolvimento do algoritmo

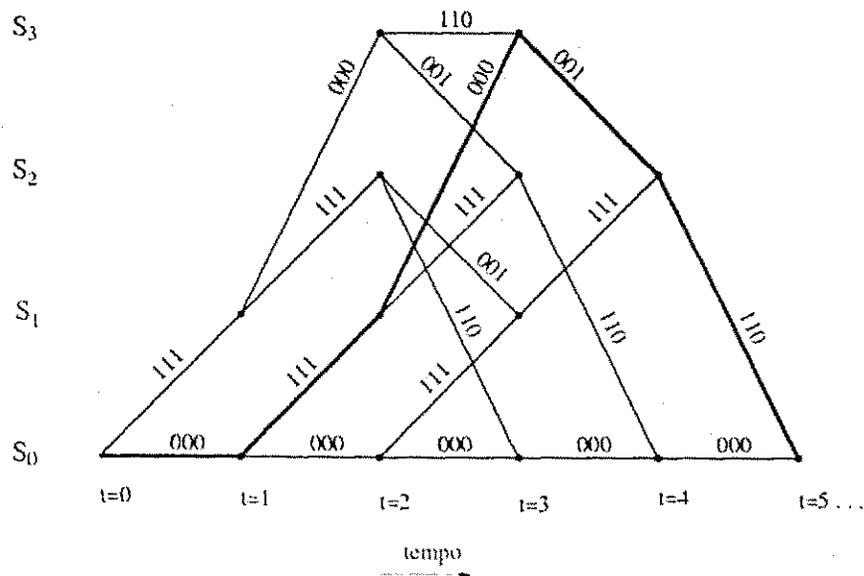


Figura A.7: Diagrama de treliça para entradas de comprimento 3 do codificador da Figura A.4.

de *Viterbi*, em 1967, que é um algoritmo de máxima verossimilhança, enquanto que os algoritmos seqüenciais não o são.

Na próxima seção será apresentado detalhadamente o algoritmo de *Viterbi*. Os algoritmos seqüenciais são estudados em profundidade em [41].

A.4.1 O Algoritmo de *Viterbi*

Considere o problema de decodificação apresentado na Figura A.8. Uma seqüência de informação \mathbf{x} é codificada numa palavra-código convolucional \mathbf{y} , que é transmitida através de um canal ruidoso. O decodificador convolucional recebe o vetor \mathbf{r} e gera uma estimativa \mathbf{y}' da palavra-código transmitida.

O decodificador de máxima verossimilhança seleciona, por definição, a estimativa que maximiza a probabilidade $p(\mathbf{r}|\mathbf{y}')$, enquanto que um decodificador de máximo *a posteriori* (MAP) seleciona a estimativa que maximiza a probabilidade $p(\mathbf{y}'|\mathbf{r})$. Se a distribuição da fonte for uniforme, então os dois decodificadores são idênticos; em geral,

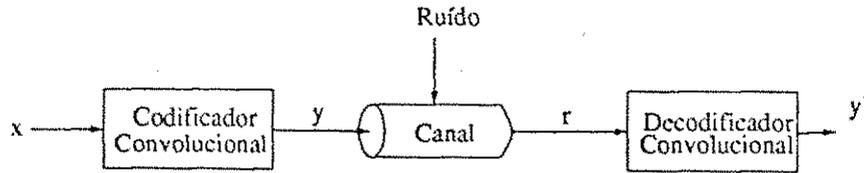


Figura A.8: Problema da decodificação com o uso de um código convolucional.

eles podem ser relacionados pela regra de *Bayes* [42],

$$p(\mathbf{r}|\mathbf{y}) \cdot p(\mathbf{y}) = p(\mathbf{y}|\mathbf{r}) \cdot p(\mathbf{r}).$$

Um codificador convolucional com taxa k/n recebe k bits de entrada e gera n bits de saída a cada deslocamento de seus registradores. Supondo uma seqüência de entrada \mathbf{x} composta de L blocos de k -bits, tem-se

$$\mathbf{x} = \left(x_0^{(0)}, x_0^{(1)}, \dots, x_0^{(k-1)}, x_1^{(0)}, x_1^{(1)}, \dots, x_1^{(k-1)}, x_{L-1}^{(0)}, \dots, x_{L-1}^{(k-1)} \right). \quad (\text{A.7})$$

A seqüência de saída \mathbf{y} consistirá de L blocos de n bits (um para cada bloco de entrada) mais m blocos adicionais, sendo m o número de células do registrador de deslocamento mais longo.

$$\mathbf{y} = \left(y_0^{(0)}, y_0^{(1)}, \dots, y_0^{(n-1)}, y_1^{(0)}, y_1^{(1)}, \dots, y_1^{(n-1)}, y_{L+m-1}^{(0)}, \dots, y_{L+m-1}^{(n-1)} \right). \quad (\text{A.8})$$

A versão ruidosa da palavra-código transmitida chega ao receptor e o decodificador de máxima verossimilhança gera uma estimativa \mathbf{y}' da seqüência transmitida. As seqüências \mathbf{r} e \mathbf{y}' apresentam as seguintes formas

$$\mathbf{r} = \left(r_0^{(0)}, r_0^{(1)}, \dots, r_0^{(n-1)}, r_1^{(0)}, r_1^{(1)}, \dots, r_1^{(n-1)}, r_{L+m-1}^{(0)}, \dots, r_{L+m-1}^{(n-1)} \right), \quad (\text{A.9})$$

$$\mathbf{y}' = \left(y_0'^{(0)}, y_0'^{(1)}, \dots, y_0'^{(n-1)}, y_1'^{(0)}, y_1'^{(1)}, \dots, y_1'^{(n-1)}, y_{L+m-1}'^{(0)}, \dots, y_{L+m-1}'^{(n-1)} \right). \quad (\text{A.10})$$

Assumindo que o canal é sem memória, i.e., o ruído que afeta um dado bit da palavra recebida \mathbf{r} é independente do ruído que afeta os outros bits e usando o fato que a probabilidade conjunta de eventos independentes é o produto das probabilidades

dos eventos individuais, tem-se

$$\begin{aligned}
 p(\mathbf{r}|\mathbf{y}') &= \prod_{i=0}^{L+m-1} \left[p(r_i^{(0)}|y_i'^{(0)})p(r_i^{(1)}|y_i'^{(1)}) \cdots p(r_i^{(n-1)}|y_i'^{(n-1)}) \right] \\
 &= \prod_{i=0}^{L+m-1} \left(\prod_{j=0}^{n-1} p(r_i^{(j)}|y_i'^{(j)}) \right).
 \end{aligned} \tag{A.11}$$

A Equação A.11 é algumas vezes chamada de função de verossimilhança de \mathbf{y}' [43]. Como a função logarítmica é monotonicamente crescente, a estimativa que maximiza $p(\mathbf{r}|\mathbf{y}')$ também maximiza $\log p(\mathbf{r}|\mathbf{y}')$. Aplicando o logaritmo em cada lado da Equação A.11 tem-se a função logarítmica de verossimilhança.

$$\log p(\mathbf{r}|\mathbf{y}') = \sum_{i=0}^{L+m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} \log p(r_i^{(j)}|y_i'^{(j)}) \right). \tag{A.12}$$

Nas implementações em *hardware* do decodificador de *Viterbi*, os elementos do somatório da Equação A.12 são usualmente convertidos numa forma mais facilmente manipulável chamada de *métrica de bit* ($M(r_i^{(j)}|y_i'^{(j)})$) dada por

$$M(r_i^{(j)}|y_i'^{(j)}) = a \left[\log p(r_i^{(j)}|y_i'^{(j)}) + b \right]. \tag{A.13}$$

Os coeficientes a e b são escolhidos de modo que as métricas de bit sejam inteiros pequenos que possam ser rapidamente processados por circuitos lógicos digitais. A *métrica de percurso* (ou *métrica de caminho*) para a palavra-código \mathbf{y}' é calculada da seguinte forma

$$M(\mathbf{r}|\mathbf{y}') = \sum_{i=0}^{L+m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} M(r_i^{(j)}|y_i'^{(j)}) \right). \tag{A.14}$$

Se o valor de a na Equação A.13 é positivo e real e o valor de b também é real, então a palavra-código \mathbf{y}' que maximiza $p(\mathbf{r}|\mathbf{y}')$ também maximiza $M(\mathbf{r}|\mathbf{y}')$. Um valor negativo também pode ser escolhido para a , neste caso \mathbf{y}' é escolhida de modo a minimizar $M(\mathbf{r}|\mathbf{y}')$.

Às vezes é útil medir a contribuição na métrica de percurso feita por um simples bloco de \mathbf{r} e de \mathbf{y} . Um bloco corresponde a um ramo na treliça. A k -ésima métrica de

ramo, $M(\mathbf{r}_k|\mathbf{y}'_k)$, para uma palavra-código \mathbf{y}' é definida como a soma das métricas de bit do k -ésimo bloco de \mathbf{r} dado \mathbf{y}' .

$$M(\mathbf{r}_k|\mathbf{y}'_k) = \sum_{j=0}^{n-1} M(r_k^{(j)}|y_k'^{(j)}). \quad (\text{A.15})$$

A k -ésima métrica parcial de percurso, $M^k(\mathbf{r}|\mathbf{y}')$, para um percurso é obtida através da soma das métricas de ramo para os k -ésimos primeiros ramos pelos quais o percurso passa,

$$M^k(\mathbf{r}|\mathbf{y}') = \sum_{i=0}^{k-1} M(\mathbf{r}_i|\mathbf{y}'_i) = \sum_{i=0}^{k-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} M(r_i^{(j)}|y_i'^{(j)}) \right). \quad (\text{A.16})$$

Os diagramas em treliça podem ser usados para o cálculo das métricas de percurso no Algoritmo de *Viterbi*. Vale ressaltar que os ramos das treliças apresentadas foram rotulados com os bits de saída correspondentes a uma entrada particular no decodificador e ao seu estado atual. Assume-se que \mathbf{r} é a seqüência recebida, escrita na parte inferior da treliça, um bloco a cada instante de tempo, com cada bloco correspondendo a um estágio da treliça. Por exemplo, no caso do código cuja treliça é mostrada na Figura A.6, o início da treliça deverá apresentar o aspecto mostrado na Figura A.9.

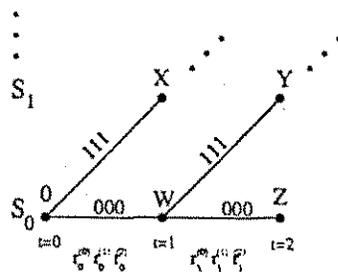


Figura A.9: Cálculo das métricas de ramo no início da decodificação.

No Algoritmo de *Viterbi*, cada nó da treliça é designado por um número. Esse número é a métrica parcial do percurso que inicia no estado S_0 no instante de tempo $t = 0$ e termina naquele nó. Por exemplo, na Figura A.9, o rótulo Y corresponde ao percurso com dois ramos que termina no estado S_1 no instante de tempo $t = 2$. Como os bits de saída correspondentes a esse percurso consistem de três “zeros” seguidos de

três “uns”, tem-se

$$\begin{aligned}
 Y &= M^2(\mathbf{r}|\mathbf{y}' = (000, 111)) \\
 &= W + M(\mathbf{r}_1|\mathbf{y}'_1 = (111)) \\
 &= \left(M(\tau_0^{(0)}|0) + M(\tau_0^{(1)}|0) + M(\tau_0^{(2)}|0) \right) + \\
 &\quad + \left(M(\tau_1^{(0)}|1) + M(\tau_1^{(1)}|1) + M(\tau_1^{(2)}|1) \right).
 \end{aligned}
 \tag{A.17}$$

A designação de números aos nós da treliça é feita até que se chegue a um ponto da rotina no qual mais de um percurso entre num mesmo nó. Neste caso, escolhe-se o percurso que tenha a melhor “métrica” parcial entre todos os percursos que chegam àquele nó (a melhor métrica pode ser a maior ou a menor, dependendo do valor de a e b na Equação A.13). O percurso com a melhor métrica é o sobrevivente, enquanto que os outros são não sobreviventes. Observando a Figura A.10 e assumindo que as métricas de percurso tenham sido escolhidas de modo que o percurso de menor métrica apresenta a palavra-código de máxima verossimilhança, o rótulo Z pode ser determinado da seguinte forma

$$\begin{aligned}
 Z = \min \left\{ \left[X + M(\tau_i^{(0)}|0) + M(\tau_i^{(1)}|0) + M(\tau_i^{(2)}|1) \right], \right. \\
 \left. \left[Y + M(\tau_i^{(0)}|1) + M(\tau_i^{(1)}|1) + M(\tau_i^{(2)}|1) \right] \right\}.
 \end{aligned}
 \tag{A.18}$$

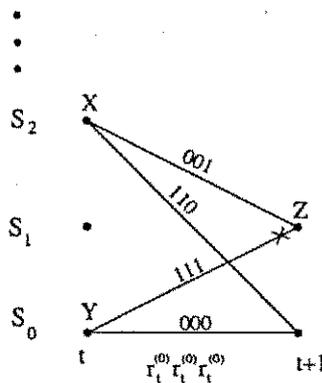


Figura A.10: Cálculo das métricas de ramo num estado no qual chegam dois percursos.

O algoritmo termina quando todos os nós da treliça tenham sido rotulados e os sobreviventes determinados. Percorrendo o caminho inverso a partir do último nó da

treliça (estado S_0 no instante de tempo $L + m$) obtém-se um único percurso, pois apenas um percurso pode sobreviver como entrada em um dado nó. Este percurso é o percurso de máxima verossimilhança.

A seguir será apresentado um resumo do Algoritmo de *Viterbi*.

O Algoritmo de *Viterbi*

Admitindo que $S_{j,t}$ seja o estado S_j no instante de tempo t , então a cada nó da treliça pode ser associada uma métrica $V(S_{j,t})$. Essas métricas podem ser calculadas da seguinte forma:

Passo 1. Faça $V(S_{0,0}) = 0$ e $t = 0$;

Passo 2. A cada instante de tempo t , calcule as métricas parciais para todos os percursos entrando em cada nó;

Passo 3. Faça $V(S_{k,t})$ igual à melhor métrica parcial entrando no correspondente estado S_k no instante de tempo t ;

Passo 4. Se $t < L + m$, incremente t e retorne ao Passo 2.

Depois que as métricas em todos os nós tenham sido calculadas, o percurso único obtido a partir do estado S_0 , no instante de tempo $t = L + m$, seguindo o caminho inverso em direção ao estado $S_{0,0}$ é o percurso de máxima verossimilhança.

Teorema 1 O percurso selecionado pelo algoritmo de *Viterbi* é o percurso de máxima verossimilhança.

Prova: Se o percurso de máxima verossimilhança (MV) y não é selecionado pelo decodificador, então, em algum instante de tempo t , o percurso parcial de MV não sobrevive quando comparado a algum outro percurso parcial z . Se o complemento de y é adicionado a z , então o percurso resultante apresenta uma métrica melhor que a do percurso y . Isto contradiz a suposição que y é o percurso de MV. ■

Decodificação com decisão brusca

Na decodificação com decisão brusca cada sinal é analisado e é tomada uma decisão brusca a respeito do sinal transmitido representar um "0" ou um "1". Esta decisão forma a entrada do decodificador de *Viterbi*. Assumindo-se que o canal não tem memória, ele pode ser modelado como na Figura A.11. Os ramos são rotulados com as funções de verossimilhança. Este canal é comumente chamado de canal binário sem memória.

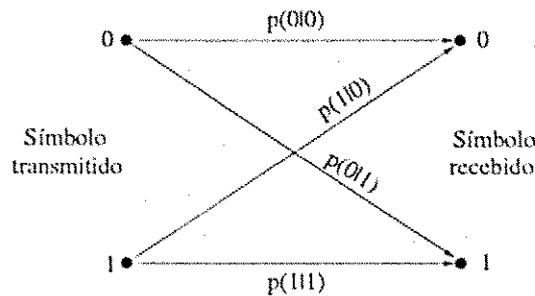


Figura A.11: Canal binário sem memória.

Se no canal binário a probabilidade de erro de bit for independente do bit transmitido, o canal é chamado de canal binário simétrico (*Binary Symmetric Channel*), que pode ser observado na Figura A.12.

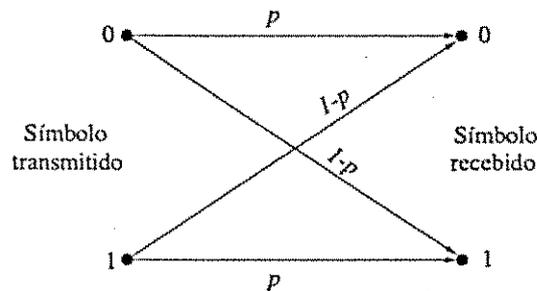


Figura A.12: Canal binário simétrico.

Determinação das métricas de bit para os canais binários simétricos sem memória

O primeiro passo na determinação das métricas de bit para canais binários é o cálculo das funções de verossimilhança. Estas probabilidades condicionais são então convertidas em funções logarítmicas de verossimilhança para, finalmente, serem convertidas em métricas de bit usando a Equação A.13.

Se a e b , na Equação A.13, são selecionados para serem iguais a $[\log_2 p - \log_2(1-p)]^{-1}$ e $-\log_2(1-p)$, respectivamente, as métricas de bit são independentes da probabilidade de cruzamento p .

$$M(r_i^{(j)}|y_i^{(j)}) = \frac{1}{\log_2 p - \log_2(1-p)} \left[\log_2 p(r_i^{(j)}|y_i^{(j)}) - \log_2(1-p) \right]$$

$M(r_i^{(j)} y_i^{(j)})$	$r_i^{(j)} = 0$	$r_i^{(j)} = 1$
$y_i^{(j)} = 0$	0	1
$y_i^{(j)} = 1$	1	0

Para o caso binário simétrico, a métrica de percurso para a palavra-código \mathbf{y} dada uma palavra recebida \mathbf{r} é a distância de *Hamming* $d(\mathbf{y}, \mathbf{r})$. Os caminhos sobreviventes são aqueles com a menor métrica parcial em cada nó.

Por outro lado, se a for igual a $[\log_2(1-p) - \log_2 p]$ e b igual a $-\log_2 p$, as métricas seguintes podem ser obtidas.

$M(r_i^{(j)} y_i^{(j)})$	$r_i^{(j)} = 0$	$r_i^{(j)} = 1$
$y_i^{(j)} = 0$	1	0
$y_i^{(j)} = 1$	0	1

Com este conjunto de métricas, os percursos sobreviventes são aqueles com a maior métrica parcial a cada nó.

Exemplo: Decodificação de *Viterbi* com decisão brusca para o canal binário simétrico.

O codificador da Figura A.4 codifica a seqüência $\mathbf{x} = (110101)$ gerando a palavra-código

$$\mathbf{y} = (111, 000, 001, 001, 111, 001, 111, 110),$$

que é transmitida através de um canal binário simétrico ruidoso. A palavra recebida

$$r = (1\bar{0}1, \bar{1}00, 001, 0\bar{1}1, 111, \bar{1}01, 111, 110)$$

sai do circuito de deteção do receptor e é enviada ao decodificador de *Viterbi*. Os bits decodificados erroneamente estão identificados com uma barra. As métricas usadas são aquelas do segundo conjunto de métricas calculado anteriormente. Os caminhos sobreviventes são aqueles que possuem maior métrica parcial. A operação de decodificação da palavra recebida pode ser observada na Figura A.13. Cada nó da treliça é rotulado com o valor calculado com o algoritmo de *Viterbi*. O percurso de máxima verossimilhança, denotado por uma linha mais espessa, é obtido a partir do estado $S_{0,8}$ indo em direção ao estado $S_{0,0}$ pelos caminhos sobreviventes. A palavra decodificada é igual à palavra código que foi transmitida, o decodificador de *Viterbi* corrigiu quatro erros da palavra recebida.

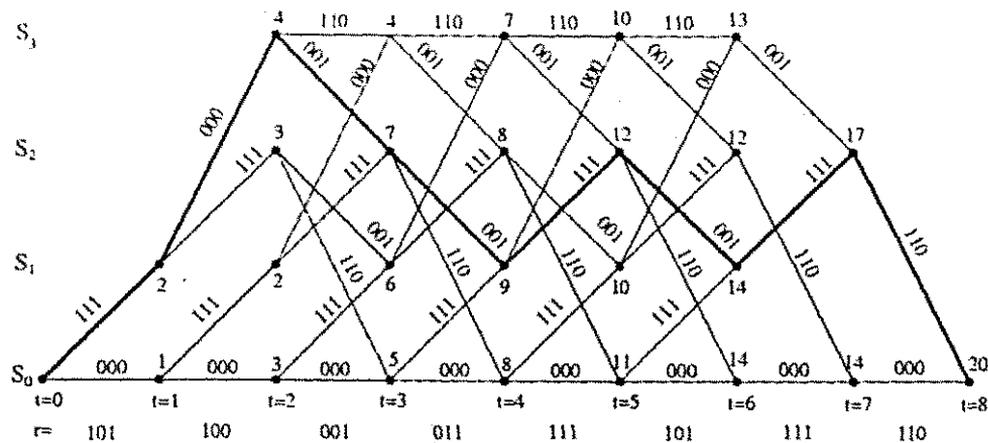


Figura A.13: Decodificação de *Viterbi* com decisão brusca.

Decodificação com decisão suave

Na decodificação por decisão suave o decodificador é mais flexível, pois utiliza uma quantização multibit; i.e., ao invés de designar um "1" ou um "0" para cada sinal binário ruidoso recebido, são estabelecidas quatro ou mais regiões de decodificação, variando

da região de decisão por um "1-forte(1)" até um "0-forte(0)". Valores intermediários são dados a sinais com níveis de decisão menos claros. Em canais com ruído gaussiano branco aditivo, a decodificação por decisão suave aumenta o ganho de decodificação de 2 a 3 dB em relação à decodificação por decisão brusca.

Considere o caso de um sistema BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) operando em um canal com ruído gaussiano branco aditivo (AWGN). Sendo E_b a energia do bit e N_0 W/Hz a densidade espectral de potência do ruído. Se os bits transmitidos $\{y_i^{(j)}\}$ assumem os valores ± 1 , então os sinais recebidos podem ser representados por variáveis aleatórias gaussianas com média $y_i^{(j)}\sqrt{E_b}$ e variância $N_0/2$. Assim a função de verossimilhança será

$$p(r_i^{(j)}|y_i^{(j)}) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-(r_i^{(j)} - y_i^{(j)}\sqrt{E_b})^2/N_0}. \quad (\text{A.19})$$

A função logarítmica de verossimilhança pode ser simplificada se for notado que $(y_i^{(j)})^2 = 1$, independentemente do valor de $y_i^{(j)}$. Todos os termos que não são função de \mathbf{y} são agrupados em um par de constantes C_1 e C_2 [43].

$$\begin{aligned} \log p(\mathbf{r}|\mathbf{y}) &= \sum_{i=0}^{L-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} \log p(r_i^{(j)}|y_i^{(j)}) \right) \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} \left\{ \sum_{j=0}^{n-1} \left[-\frac{(r_i^{(j)} - y_i^{(j)}\sqrt{E_b})^2}{N_0} - \log \sqrt{\pi N_0} \right] \right\} \\ &= \frac{-1}{N_0} \sum_{i=0}^{L-1} \left\{ \sum_{j=0}^{n-1} (r_i^{(j)}\sqrt{E_b})^2 \right\} - \frac{Ln}{2} \log \pi N_0 \\ &= \frac{-1}{N_0} \sum_{i=0}^{L-1} \left\{ \sum_{j=0}^{n-1} [r_i^{(j)2} - 2r_i^{(j)}y_i^{(j)}\sqrt{E_b} + y_i^{(j)2}E_b] \right\} - \frac{Ln}{2} \log \pi N_0 \\ &= C_1 \sum_{i=0}^{L-1} \left\{ \sum_{j=0}^{n-1} r_i^{(j)}y_i^{(j)} \right\} + C_2 \\ &= C_1(\mathbf{r} \cdot \mathbf{y}) + C_2 \end{aligned} \quad (\text{A.20})$$

As métricas de percurso podem ser então obtidas através do produto interno entre a palavra recebida e as palavras-código. As métricas de bit são

$$M(r_i^{(j)}|y_i^{(j)}) = r_i^{(j)}y_i^{(j)}. \quad (\text{A.21})$$

A minimização da métrica de percurso da Equação A.20 é equivalente a encontrar a palavra-código \mathbf{y} mais próxima de \mathbf{r} em termos de distância Euclidiana.

A análise anterior assume que o receptor é capaz de processar números reais com precisão infinita. Na prática, contudo, os circuitos digitais quantizam os sinais em algum ponto sacrificando de alguma forma a eficácia do algoritmo de *Viterbi*.

Na Figura A.14 é apresentado um canal simétrico discreto para o qual o receptor associa um entre quatro valores para cada sinal recebido. O "0" ou o "1" sublinhado representa a recepção de um sinal forte enquanto que um simples "0" ou um "1" representa a recepção de um sinal fraco.

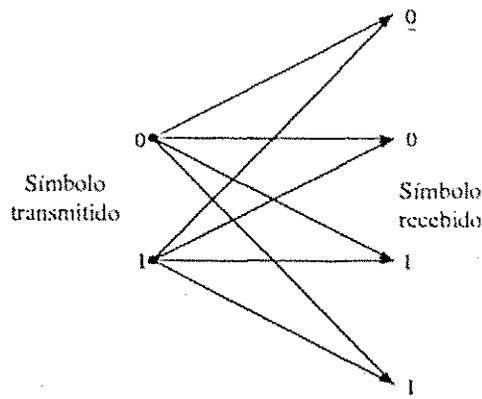


Figura A.14: Canal discreto simétrico.

As decisões de bit num receptor com decisão brusca são feitas por meio de um limitador brusco. Nos receptores com decisão suave, esse elemento é substituído por um conversor analógico-digital (A/D) multibit. Por exemplo, o modelo da Figura A.14 implica no uso de um CAD de 2 bits no circuito de decisão.

Exemplo: Codificação de *Viterbi* com decisão suave.

Considere os seguintes valores para as probabilidades condicionais na Figura A.14.

$p(r_i^{(j)} y_i^{(j)})$	$r_i^{(j)} = \underline{0}$	$r_i^{(j)} = 0$	$r_i^{(j)} = 1$	$r_i^{(j)} = \underline{1}$
$y_i^{(j)} = 0$	0.50	0.32	0.13	0.05
$y_i^{(j)} = 1$	0.05	0.13	0.32	0.50

A partir destas probabilidades podem ser obtidas as seguintes funções logarítmicas de

verossimilhança.

$\log_2 p(r_i^{(j)} y_i^{(j)})$	$r_i^{(j)} = 0$	$r_i^{(j)} = 0$	$r_i^{(j)} = 1$	$r_i^{(j)} = 1$
$y_i^{(j)} = 0$	-1.00	-1.64	-2.94	-4.32
$y_i^{(j)} = 1$	-4.32	-2.94	-1.64	-1.00

Usando a expressão $M(r_i^{(j)}|y_i^{(j)}) = 1.5[\log_2 p(r_i^{(j)}|y_i^{(j)}) - \log_2(0.05)]$ são obtidas as métricas de bit que podem ser facilmente implementadas através de circuitos digitais.

$M(r_i^{(j)} y_i^{(j)})$	$r_i^{(j)} = 0$	$r_i^{(j)} = 0$	$r_i^{(j)} = 1$	$r_i^{(j)} = 1$
$y_i^{(j)} = 0$	5	4	2	0
$y_i^{(j)} = 1$	0	2	4	5

Assuma que a palavra-código

$$y = (111, 000, 001, 001, 111, 001, 111, 110)$$

tenha sido transmitida e corrompida por uma rajada de erros no final da palavra-código. Contudo, existe a disponibilidade da decisão suave de dois bits no decodificador. Tem-se então a seguinte entrada para o decodificador de *Viterbi*.

$$r = (\underline{101}, \underline{100}, \underline{001}, \underline{011}, \underline{110}, \underline{110}, \underline{111}, \underline{110})$$

A decodificação da palavra recebida pode ser observada na Figura A.15.

Para tornar mais evidente o ganho decorrente da utilização dos códigos convolucionais, foram feitas simulações utilizando o codificador da Figura A.1. O sistema utiliza o esquema de modulação BPSK ortogonal operando em um canal com ruído gaussiano branco aditivo. Pode ser observado na Figura A.16 o desempenho desse código, medido em termos da taxa de erros em função da razão entre a energia de bit E_b e densidade espectral de potência do ruído N_0 , para o caso da decodificação brusca e para o caso da decodificação utilizando decisão suave. O uso da decisão suave provoca um ganho de aproximadamente 2 dB em relação à decodificação brusca. Também é apresentada na Figura A.16 a taxa de erros para um sistema BPSK sem codificação, cujo desempenho é muito pior do que o do sistema codificado (da ordem de 5 dB quando a taxa de erros do sistema é 10^{-3}).

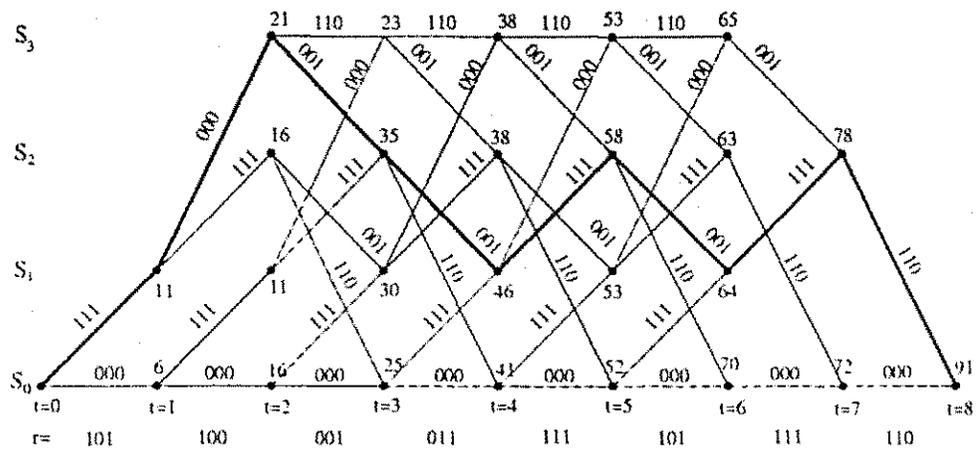


Figura A.15: Decodificação de Viterbi com decisão suave.

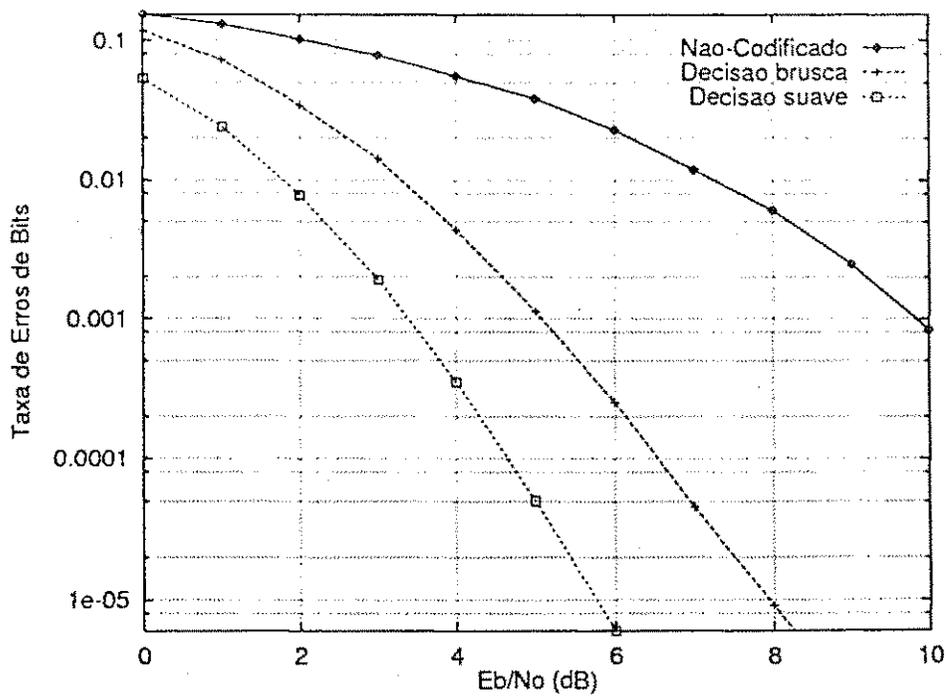


Figura A.16: Taxa de erros de um sistema BPSK para três casos diferentes: sem codificação, codificado com decodificação brusca e codificado com decodificação suave.

A.5 Conclusão

Neste apêndice foram apresentados os códigos convolucionais, suas representações e o algoritmo de *Viterbi* utilizado na decodificação. Esse código é usado na codificação de canal do sistema GSM.

Bibliografia

- [1] Redl, S. M., Weber, M. K. e Oliphant, M. W., *An Introduction to GSM*. Artech House, 1995.
- [2] Tisal, J., *GSM Cellular Radio Telephony*. John Wiley & Sons, 1997.
- [3] Jeruchim, M. C., Balaban, P. e Shanmugan, K. S., *Simulation of Communication Systems*. Plenum Press, 1992.
- [4] Proakis, J. G., *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1989.
- [5] Alencar, M. S., *Comunicações móveis celulares*. Apostila, Departamento de Engenharia Elétrica, UFPB, 1998.
- [6] Alencar, M. S., *Sistemas de Comunicações*. Apostila, Departamento de Engenharia Elétrica, UFPB, 1999.
- [7] Haykin, S., *Digital Communications*. John Wiley & Sons, 1988.
- [8] Haykin, S., *Communication Systems*. John Wiley & Sons, 2 edition, 1983.
- [9] Lin, S., Costello, D. J., Jr., *Error Control Coding*. Prentice-Hall, 1983.
- [10] D'Aria, G., Muratore, F. e Palestini, V., *Simulation and Performance of the Pan-European Land Mobile Radio System*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 41, no. 2, pp. 177-189, May 1992.
- [11] Murota, K. e Hirade, K., *GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony*. IEEE Transactions on Communications, vol. 29, no. 7, pp. 1044-1050, July 1981.

- [12] European Telecommunications Standards Institute, *GSM 05.03: Channel coding*. Version: 3.4.0, April 1989.
- [13] European Telecommunications Standards Institute, *GSM 05.04: Modulation*. Version: 8.1.2, February 2001.
- [14] European Telecommunications Standards Institute, *GSM 05.05: Radio transmission and reception*. Version: 8.7.1, November 2000.
- [15] European Telecommunications Standards Institute, *GSM 06.10: Full rate speech; Transcoding*. Version: 8.0.2, November 2000.
- [16] Ono, S., Hayashi, H., Tanaka, T. e Kondoh, N., *A MLSE receiver for the GSM digital cellular system*. IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 44, pp. 230-233, 1994.
- [17] Del Re, E., Benelli, G., Castellini, G., Fantacci, R., Pierucci, L. e Pogliani, L., *Design of a digital MLSE receiver for mobile radio communications*. Globecom '91, pp. 1469-1473, Phoenix, December 1991.
- [18] D'Avella, R., Moreno, L. e Sant'Agostino, M., *An adaptive MLSE receiver for TDMA digital mobile radio*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 7, no. 1, pp. 122-129, January 1989.
- [19] Abrardo, A., Benelli, G. e Cau, R. G., *Multiple-Symbol Differential Detection of GMSK for Mobile Communications*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 44, no. 3, pp. 379-389, August 1995.
- [20] European Telecommunications Standards Institute, *GSM 06.20: Half rate speech; Transcoding*. Version: 8.0.1, November 2000.
- [21] European Telecommunications Standards Institute, *GSM 06.60: Enhanced full rate (EFR) speech; Transcoding*. Version: 8.0.1, November 2000.
- [22] Benelli, G., Fioravanti, A., Garzelli, A. e Matteini, P., *Some digital receivers for the GSM pan-European cellular communication system*. IEEE Proc.-Commun., vol. 141, no. 3, pp. 168-176, June 1994.

- [23] Forney, J. G., *Maximum-Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference*. IEEE Transactions on Information Theory, vol. 18, no. 3, pp. 363-378, May 1972.
- [24] Ungerboeck, G., *Adaptive maximum likelihood receiver for carrier modulated data transmission systems*. IEEE Trans. Commun., vol. COM-22, pp. 624-636, May 1974.
- [25] Brøndum, J., *GSM data receiver structures*. Technical report, Institute for Electronic Systems Department of Communication Technology, 1993.
- [26] D'Aria, G., Stola, L. e Zingarelli, V., *Modeling and simulation of the propagation characteristics of the 900 MHz narrowband-TDMA CEPT/GSM mobile radio*. In Proc. 39th IEEE Vehicular Technology Conf., San Francisco, CA, April 29-May 3, 1989, pp. 631-639.
- [27] D'Aria, G. e Zingarelli, V., *Results on fast-Kalman and Viterbi adaptive equalizers for mobile radio with CEPT/GSM system characteristics*. In Proc. IEEE Globecom '88, Hollywood, FL, Nov. 28-Dec. 1, 1988.
- [28] Ekstrøm, A. N. e Mikkelsen, J. H., *GSMsim A MATLAB Implementation of a GSM Simulation Platform*. Aalborg University, December 1997. Denmark.
- [29] Lopes, W. T. A., *Transmissão de Imagens e Sinais de Voz Quantizados Vetorialmente em Canais com Desvanecimento*. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal da Paraíba, Agosto 1999. Campina Grande - Paraíba.
- [30] Laster, J. D., *Robust GMSK Demodulation Using Demodulator Diversity and BER Estimation*. Tese de Doutorado, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, March 1997. Blacksburg - Virginia.
- [31] Redl, S. M., Weber, M. K. e Oliphant, M. W., *GSM and personal communications handbook*. Artech House, 1998.
- [32] Goodman, D. J., *Cellular packet communications*. IEEE Trans. Commun., vol. 38, pp. 1272-1280, August 1990.

- [33] Elias, P., *Coding for Noisy Channels*. IRE Conv. Record, Part 4, pp. 37-44, 1955.
- [34] Shannon, C. E., *A Mathematical Theory of Communication*. Bell System Technical, 28:379-423 e 623-635, 1948.
- [35] Wozencraft, J. M. e Reiffen, B., *Sequential Decoding*. MIT Press, Cambridge, 1961.
- [36] Fano, R. M., *A Heuristic Discussion of Probabilistic Decoding*. IEEE Transactions on Information Theory, pp. 64-74, April 1963.
- [37] Jelinek, F., *A Fast Sequential Decoding Algorithm Using a Stack*. IBM Journal of Research and Development, 13:675-685, November 1969.
- [38] Viterbi, A. J., *Errors Bounds for Convolutional Codes and Assymptotically Optimum Decoding Algorithm*. IEEE on Communications Technology, COM-19:260-269, April 1967.
- [39] Omura, J. K., *On the Viterbi Decoding Algorithm*. IEEE Transactions on Information Theory, IT-15:6-12, September 1969.
- [40] Forney Jr., G. D., *The Viterbi Algorithm*. Proceedings of the IEEE, 61:268-278, March 1973.
- [41] Wicker, S. B., *Error Control Systems for Digital Communication and Storage*. Prentice Hall., New Jersey, 1995.
- [42] Papoulis, A., *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, New York, 1984.
- [43] Viterbi, A. J., *Convolutional Codes and Their Performance in Communication Systems*. IEEE Transactions on Communication Technology, COM-19(5):751-772, April 1971.
- [44] Guimarães, A. G., Silva, C. J. A., Galdino, J. F. e Pinto, E. L., *Comparação de Desempenho de Simuladores de Canais com Desvanecimento Rápido: Parte I - Avaliação Numérica*. Anais do XV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBT'97), pp. 426-430, Recife - PE, Setembro 1997.

- [45] Müller, A., *Simulation of Multipath Fading Channels using the Monte-Carlo Method*. Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC'94), pp. 1536-1540, 1994.
- [46] Lopes, W. T. A., Galdino, J. F. e Alencar, M. S., *Diversidade em Modulação Aplicada a Canais de Comunicações Móveis*. Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações, 2002, (artigo aceito para publicação).
- [47] Yacoub, M. D., *Foundations of Mobile Radio Engineering*. CRC Press, Inc., 1993.