

ANÁLISE DE DESEMPENHO DO ENLACE DIRETO DE SISTEMAS DE
COMUNICAÇÕES UTILIZANDO DIVERSIDADE ESPACIAL E TEMPORAL

Karlo Homero Ferreira Santos

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO
DOS PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

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

Prof. Paulo Sérgio Ramirez Diniz, Ph.D.

Prof. José Antonio Apolinário Jr., D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL
OUTUBRO DE 2005

SANTOS, KARLO HOMERO FERREIRA

Análise de desempenho do enlace
direto de sistemas de comunicações
móveis utilizando diversidade espacial e
temporal [Rio de Janeiro] 2005

XIII,117 p 29,7 cm (COPPE/UFRJ,
M.Sc., Engenharia Elétrica, 2005)

Dissertação - Universidade Federal do
Rio de Janeiro, COPPE

1.Diversidade espacial e temporal

2.COST 259 3.Tapped Delay Line

I.COPPE/UFRJ II.Título (série)

Agradecimentos

- A Deus, em todos os momentos;
- Aos meus queridos pais;
- Ao professor Marcello Luiz Rodrigues de Campos pela orientação, compreensão, consideração e apoio;
- À minha família, pela paciência e apoio;
- Aos professores da COPPE que participaram deste programa de Mestrado em Engenharia Elétrica (instrutores e banca);
- Aos meus colegas, em especial ao José Ednelson Wesen Moreira;
- À FUCAPI, em especial a Dra. Isa Assef dos Santos, por quem serei eternamente grato;
- À SUFRAMA, pela viabilidade da existência deste programa;
- À UFAM, em especial à professora Marly Guimarães Fernandes Costa, pela coordenação;
- À UFRJ, em especial ao professor Eduardo Antônio Barros da Silva, pela coordenação.

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

ANÁLISE DE DESEMPENHO DO ENLACE DIRETO DE SISTEMAS DE
COMUNICAÇÕES MÓVEIS UTILIZANDO DIVERSIDADE ESPACIAL E
TEMPORAL

Karlo Homero Ferreira Santos

Outubro/2005

Orientador: Marcello Luiz Rodrigues de Campos

Programa: Engenharia Elétrica

Atualmente, para que os sistemas de comunicações sem-fio operem com altas taxas de dados, em ambientes com espectro limitado, devem-se utilizar técnicas que façam com que os sistemas consigam atingir este pré-requisito, cada vez mais fundamental nestes sistemas.

A utilização de técnicas de diversidade reduz o desvanecimento inerente dos canais de comunicação, o que pode ser comprovado pela redução da taxa de erro de bits.

Este trabalho investiga o ganho obtido ao se utilizar a diversidade espacial e temporal, se comparado com o desempenho ao se utilizar apenas diversidade temporal e apenas diversidade espacial. A diversidade espacial é obtida através do uso de duas antenas no receptor e a diversidade espacial consiste da transmissão atrasada do sinal por uma segunda antena no transmissor.

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

PERFORMANCE ANALYSIS ON FOWARD LINK OF MOBILE
COMMUNICATION SYSTEMS USING SPATIAL AND TEMPORAL
DIVERSITY

Karlo Homero Ferreira Santos

October/2005

Advisor: Marcello Luiz Rodrigues de Campos

Department: Electrical Engineering

Nowadays, the wireless communication systems must work with high data rates in a limited spectrum for signal transmission. This can be reached with diversity techniques.

The use of diversity techniques reduces fading, and consequently bit error probability.

This work investigates how much can be gained with the use of temporal and spatial diversity on the foward link. System performance is compared with that of the scheme that uses only spatial diversity and with the scheme that uses only temporal diversity. Spatial diversity consists of using two antennas in the receiver and temporal diversity consists of delayed transmission in the transmitter.

Lista de Acrônimos

3GPP:	3rd Generation Partnership Project
ADPS:	Azimuth Delay Power Spectrum
AWGN:	Additive White Gaussian Noise
BER:	Bit Error Rate
BSC:	Base Station Controller
BSS:	Base Station Subsystem
BT:	Bandwidth-bit Time product
BTS:	Base Transceiver Station
BW:	BandWidth
COST:	European Cooperation in the field of Scientific and Technical Research
CPM:	Continuous Phase Modulation
DCS:	Digital Cellular System
DOA:	Direction Of Arrival
EGC:	Equal Gain Combining
EIR:	Equipment Identity Register
ETSI:	European Telecommunications Standard Institute
FDMA:	Frequency Division Multiple Access
FIR:	Finite Impulse Response
GBU:	Generalized Bad Urban
GHT:	Generalized Hilly Terrain
GMSC:	Gateway Mobile Switching Center
GMSK:	Gaussian Minimum Shift Keying

GRA:	Generalized Rural Area
GSM:	Global Systems for Mobile Communications
GTU:	Generalized Typical Urban
HLR:	Home Location Register
HT:	Hilly Terrain
IIR:	Infinite Impulse Response
ISI:	InterSymbol Interference
LOS:	Line Of Sight
MLSE:	Maximum Likelihood Sequence Estimator
MoU:	Memorandum of Understanding
MPC:	MultiPath Components
MRC:	Maximum Ratio Combining
MS:	Mobile Station
MSC:	Mobile Switching Center
NLOS:	Non Line Of Sight
NMT:	Nordic Mobile Telephony
NRZ:	Non Return to Zero
NSS:	Network and Switching Subsystem
OSI:	Open Systems Interconnection
OSS:	Operation Support Subsystem
RA:	Rural Area
RMS:	Root Mean Square
RPE-LTP:	Regular Pulse Excitation Long-Term Prediction
SIM:	Subscriber Identity Module
SIR:	Signal-to-Interference Ratio
SNR:	Signal to Noise Ratio
TACS:	Total Access Communication System
TDL:	Tapped Delay Line
TDMA:	Time Division Multiple Access
TU:	Typical Urban
ULA:	Uniform Linear Array
UMTS:	Universal Mobile Telecommunications System
VLR:	Visitor Location Register

Sumário

Lista de Acrônimos	vi
1 Motivação e organização da tese	1
1.1 Motivação da tese	1
1.2 Organização da Tese	2
2 O sistema GSM	4
2.1 Aspectos gerais	4
2.1.1 Arquitetura	5
2.2 Funcionalidades do GSM	6
2.3 Interface de rádio	6
2.3.1 Alocação de frequência	7
2.3.2 Técnica de múltiplo acesso utilizada	8
2.3.3 Processamento do sinal no GSM	11
2.3.4 Digitalização e codificação da fonte	11
2.3.5 Codificação do canal	12
2.3.6 <i>Interleaving</i>	13
2.3.7 Formatação da rajada (Multiplexagem)	14
2.3.8 Cifragem	14
2.3.9 Modulação	14
2.3.10 Demodulação	16
3 Técnicas de diversidade utilizadas	21
3.1 Conceito de diversidade	21
3.1.1 Diversidade na transmissão e na recepção	22
3.2 Diversidade em GSM	22

3.3	Diversidade utilizada neste trabalho	25
4	COST 259	27
4.1	O modelo COST259	27
4.1.1	Agrupamento de espalhadores (<i>clusters</i>)	28
4.1.2	Tipos de célula	28
4.1.3	Geração dos agrupamentos	29
4.1.4	Ocorrência de visada direta	30
4.2	Implementação do COST259	30
4.2.1	Correlação espacial	32
4.2.2	Correlação temporal	33
4.2.3	Modelo <i>multiple tapped delay line</i>	33
4.2.4	Fluxo de simulação	34
4.3	Validação do canal	52
5	Implementação	58
5.1	Características da implementação	58
5.2	Detalhes da implementação	58
5.2.1	Transmissor	59
5.2.2	Canal móvel	61
5.2.3	Receptor	63
5.2.4	De-multiplexador	64
5.2.5	De- <i>interleaver</i>	64
5.2.6	Decodificador do canal	65
5.2.7	Testes	65
5.2.8	Fluxo de simulação	67
6	Resultados	68
6.1	Considerações gerais sobre os <i>setups</i> de simulação	70
6.2	Atraso relativo ótimo para a diversidade temporal no transmissor	70
6.2.1	Setup da simulação	70
6.2.2	Atraso relativo ótimo	73
6.3	Configurações multi-antena no transmissor e no receptor	74
6.3.1	Configuração sem diversidade	75

6.3.2	Configuração com diversidade temporal no transmissor	77
6.3.3	Configuração com diversidade espacial no transmissor	81
6.3.4	Configuração com diversidade espacial no receptor	84
6.3.5	Configuração com diversidade espaço-temporal no transmissor	89
6.3.6	Configuração com diversidade espacial no transmissor e diver- sidade espacial no receptor	93
6.3.7	Configuração com diversidade temporal no transmissor e di- versidade espacial no receptor	97
6.3.8	Configuração com diversidade espaço-temporal no transmissor e diversidade espacial no receptor	102
6.3.9	Considerações	109
6.4	Interferência entre os usuários	111
7	Conclusões e trabalhos futuros	112
7.1	Conclusões	112
7.2	Trabalhos Futuros	114
	Referências Bibliográficas	115

Lista de Figuras

2.1	Banda primária do GSM.	7
2.2	Espaçamento entre as portadoras é igual a 200 kHz.	8
2.3	Um slot no domínio do tempo e da frequência.	9
2.4	Formato da rajada normal do GSM contendo dois conjuntos de 57 bits embaralhados e protegidos contra erros.	10
2.5	Sequência de operações realizadas em uma conversação GSM.	11
2.6	Diagrama em blocos da codificação de canal realizada no GSM.	12
2.7	Esquema de codificação convolucional utilizada no GSM.	13
2.8	Pulso retangular $v(t)$	15
2.9	Pulso Gaussiano $h(t)$	16
2.10	Pulso de frequência $g(t)$	16
2.11	Fase do sinal GMSK $q(t)$	17
2.12	Diagrama em blocos da recepção.	18
3.1	Diagrama em blocos da configuração de diversidade de antena na estação base para o enlace direto.	23
3.2	Perfil de potência em função do atraso para os canais de teste especificados pelo GSM.	24
3.3	BER em função do atraso do segundo braço da antena, E_b/N_o igual a 12dB.	25
4.1	Geração do sinal de desvanecimento.	33
4.2	Modelo <i>multiple tapped delay line</i>	34
4.3	Ocorrência do número de agrupamentos no ambiente GTU.	36
4.4	Uma realização contendo dois agrupamentos. A estação base localiza-se na origem.	37

4.5	Exemplo anterior contendo os respectivos espalhadores, considerando-se apenas uma única batida.	39
4.6	Atenuação do agrupamento local, L_1 , em função da distância estação base - estação móvel, para o COST 259.	41
4.7	ADPS (<i>Azimuth Delay Power Spectrum</i>) para o primeiro agrupamento.	43
4.8	ADPS para o segundo agrupamento.	43
4.9	Distinção entre o agrupamento local e o agrupamento adicional.	47
4.10	Comportamento da potência relativa média em função do atraso, para o canal especificado e para o canal implementado.	55
4.11	Evolução temporal dos taps 1 e 2 do canal implementado.	56
4.12	Distribuição de um dos <i>taps</i> do canal implementado.	56
4.13	Resposta em amplitude do canal na antena 1, velocidade 100km/h e espaçamento de $\lambda/2$	57
5.1	Diagrama em blocos ilustrando a estrutura de dados da implementação.	59
5.2	Diagrama em blocos do transmissor.	59
5.3	Diagrama em blocos do receptor.	63
6.1	Comportamento da BER em função do atraso relativo entre as antenas transmissoras.	74
6.2	Comportamento da taxa de erro de bit para a configuração sem diversidade e para a configuração com diversidade temporal no transmissor.	81
6.3	Comportamento da taxa de erro de bit para as configurações com diversidade temporal no Tx, diversidade espacial no Tx e diversidade espacial no Rx.	89
6.4	Comportamento da taxa de erro de bit para as configurações com (A) diversidade espacial no Tx, (B) diversidade espacial no Tx e no Rx e (C) diversidade espaço-temporal no Tx e diversidade espacial no Rx.	107
6.5	Comportamento da taxa de erro de bit para as configurações com diferentes tipos de diversidade.	108

Lista de Tabelas

4.1	Valores de alguns Parâmetros, para o Ambiente de Macro-Células, no COST259	30
4.2	Canal para cenário Típico Urbano	53
6.1	Ganhos de diversidade obtidos para as configurações testadas, para a BER igual a 1%	108

Capítulo 1

Motivação e organização da tese

1.1 Motivação da tese

A importância do padrão GSM em telefonia celular é uma realidade conhecida por todos. O endereço www.gsmworld.com (Maio de 2005) informa que:

- O GSM é a tecnologia que apresenta o maior crescimento entre as outras tecnologias de sistema celular móvel, de todos os tempos;
- O bilionésimo usuário GSM foi conectado na rede no primeiro semestre de 2004 - 12 anos após o funcionamento da primeira rede GSM comercial;
- Hoje, o GSM representa 75% do mercado móvel digital e 74% do mercado sem-fio no mundo;
- O GSM está em operação em mais de 210 países e territórios.

O planejamento de rede do GSM apresenta dois objetivos distintos [1]:

- Cobertura, utilizando a menor quantidade possível de estações base, para ambientes que possuem grandes células;
- Capacidade, para ambientes que possuem pequenas células.

A diversidade é uma técnica na qual réplicas do sinal são combinadas na recepção, com o intuito de obter maior confiabilidade na detecção deste sinal. O uso de diversidade de antena promove substanciais melhorias no planejamento de rede [1]:

- Melhoria da cobertura, pois aumenta a distância entre as estações base nos ambientes que possuem grandes células;
- Maior capacidade, em virtude da redução da interferência co-canal, alcançada ao se reduzir a potência emitida em ambientes contendo pequenas células.

Um array de antenas pode usar diversidade espacial, para minimizar os efeitos do desvanecimento profundo, haja vista que, quando o sinal vindo de uma direção (ou de uma antena) sofre um desvanecimento profundo, o sinal vindo de outra direção (ou de outra antena) pode não estar com este tipo de desvanecimento.

A técnica de diversidade espaço-temporal investigada nesta tese é aplicável no enlace direto e consiste na utilização de duas antenas no transmissor, com determinado espaçamento (fator diversidade espacial) e realizando a transmissão com atraso na segunda antena (fator diversidade temporal). Os valores de atraso são múltiplos inteiros ou fracionários do tempo de bit (T_b). O objetivo é determinar qual o valor de atraso que proporciona a melhor qualidade na comunicação, através da análise das curvas de taxa de erro de bit (BER - *Bit Error Rate*) em função da relação sinal-ruído (SNR - *Signal to Noise Ratio*).

Um bom modelo de canal é um dos pré-requisitos para o desenvolvimento, simulação e testes de sistemas móveis de rádio. O canal de comunicações utilizado neste trabalho é baseado nas recomendações do COST 259, que explora a informação espacial e é voltado para múltiplas antenas empregadas no receptor.

1.2 Organização da Tese

Este trabalho tem como objetivo, propor técnicas que reduzam as intempéries inerentes a um sistema de comunicações móveis, mais particularmente no canal de comunicações. Desta forma, serão propostas melhorias a serem feitas nos sistemas de comunicações móveis que utilizam o padrão GSM. Estas melhorias podem ser estendidas para outros sistemas, tais como o UMTS.

Este texto está organizado da seguinte maneira: O Capítulo 2 é dividido em duas partes: a primeira faz uma breve descrição do GSM e a segunda parte descreve, em detalhes, a interface aérea deste sistema. O Capítulo 3 aborda o conceito de diversidade e apresenta os resultados do trabalho de Mogensen [1], pois em uma

parte deste presente trabalho é feita uma análise semelhante a feita por este autor, o que é passível de comparações. No Capítulo 4, são apresentadas as principais características do modelo de canal, implementado conforme as recomendações do COST 259, assim como a sua implementação como um sistema linear, em MATLAB, de acordo com [2]. Além do mais, é feita sua validação de acordo com o especificado pelo 3GPP. O Capítulo 5 descreve o programa de simulação, em nível de diagrama em blocos, justificando a maneira como o mesmo está implementado e citando os seus parâmetros de entrada e de saída. É feita toda a descrição das partes fundamentais do sistema GSM, que inclui a parte de transmissão (codificação do canal, *interleaver*, multiplexador e modulador GMSK) e recepção (filtro casado, detector de Viterbi, De-multiplexador, decodificador do canal e de-*interleaver*). De maneira similar, descreve-se o canal modelado. No Capítulo 6, os resultados dos testes realizados são mostrados, a partir da análise do comportamento das curvas da taxa de erro de bit em função da relação sinal- ruído, para as configurações de diversidade espacial e diversidade temporal no transmissor e diversidade espacial no receptor, visando determinar o ganho de diversidade que cada configuração proporciona. Além do mais, para a diversidade temporal no transmissor, investiga-se qual o atraso relativo ótimo a ser aplicado no sinal transmitido pela segunda antena. O Capítulo 7 contém as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

O sistema GSM

Atualmente, o sistema GSM é um dos mais difundidos dentre os sistemas celulares. A plataforma de simulação realizada neste trabalho está baseada nas especificações do sistema GSM. Nesta plataforma, é feita a análise de desempenho de sistemas que utilizam diversidade espacial, diversidade temporal e diversidade espaço-temporal, conforme explicadas anteriormente. Este capítulo descreve os aspectos gerais do padrão GSM, com ênfase na sua interface aérea.

2.1 Aspectos gerais

Nos anos 80, os sistemas analógicos de telefonia celular, mutuamente incompatíveis, eram usados em diferentes países da Europa, tais como o TACS (*Total Access Communication System*), adotado no Reino Unido, Itália, Áustria, Espanha e Irlanda, o NMT (*Nordic Mobile Telephony*), adotado na Suécia, Noruega, Dinamarca e Finlândia, C-Netz, adotado na Alemanha, Radiocom-2000, adotado na França e suas variantes. Em consequência, os usuários estavam exclusivamente limitados às suas próprias operadoras e seus telefones celulares paravam de funcionar ao saírem da área de cobertura de seus sistemas. Como resultado da cooperação entre os países da união européia, criou-se um grupo especial de trabalho para telefonia móvel (*Groupe Special Mobile - GSM*), cujo objetivo principal era especificar os objetivos e as normas para um sistema comum de telefonia celular móvel. Organizações industriais, científicas e de pesquisa e desenvolvimento de 17 países participaram do desenvolvimento deste novo sistema. Foi assinado o documento MoU (*Memorandum*

of Understanding). As normas estabelecidas cobriram todas as camadas do modelo de referência OSI (*Open Systems Interconnection*). Atualmente, GSM significa *Global System for Mobile Communications*, ou seja, sistema global de comunicações móveis, o que enfatiza o fato de que o GSM se estende muito além do continente europeu.

2.1.1 Arquitetura

A rede GSM pode ser dividida em:

- Estação Móvel - MS (*Mobile Station*). Consiste de duas partes. A primeira corresponde ao terminal ou equipamento móvel e a segunda corresponde ao SIM - *Subscriber Identity Module*;
- Subsistema da Estação Base - BSS (*Base Station Subsystem*). É responsável pela transmissão e recepção. O BSS é composto pela Estação Base - BTS (*Base Transceiver Station*), a Controladora da Estação Base - BSC (*Base Station Controller*) e o *Transcoder*;
- Subsistema de Rede e Comutação - NSS (*Network and Switching Subsystem*). Gerencia a comunicação entre os usuários móveis e outros usuários, tais como usuários móveis de outros sistemas e usuários de telefonia fixa. Possui também as bases de dados necessárias para armazenar as informações dos usuários e gerenciar a mobilidade dos mesmos. Seus componentes são o centro de comutação móvel - MSC (*Mobile Switching Center*), o centro de comutação móvel para interconexão - GMSC (*Gateway Mobile Switching Center*), o registro de localização dos usuários locais - HLR (*Home Location Register*), o registro de localização de usuários visitantes - VLR (*Visitor Location Register*) e o registro de identidade do equipamento - EIR (*Equipment Identity Register*);
- Subsistema de Suporte e Operação - OSS (*Operation Support Subsystem*). É conectado a diferentes componentes do NSS e também ao BSC, para controlar e monitorar o sistema GSM. Também é responsável pela carga de tráfego da BSS.

2.2 Funcionalidades do GSM

No GSM, existem cinco funções principais:

- Transmissão. Relacionada aos meios necessários para a transmissão da informação do usuário e transmissão da informação de sinalização;
- Gerenciamento dos recursos de rádio. Responsável por estabelecer, manter e finalizar o enlace de comunicação entre as estações móveis e a MSC, assim como realizar o gerenciamento do espectro de frequência e das ações da rede frente às mudanças das condições do ambiente de rádio. Seus principais procedimentos incluem *handover*, *frequency hopping*, controle do nível de potência, transmissão e recepção descontínua e *timing advance*;
- Gerenciamento da mobilidade. Responsável por todos os aspectos relativos à mobilidade do usuário, principalmente o gerenciamento de localização e a segurança;
- Gerenciamento da comunicação. Responsável pelo controle das chamadas, gerenciamento dos serviços suplementares e dos serviços de mensagens curtas;
- Operação, Administração e Manutenção. Permite ao operador monitorar e controlar o sistema, assim como modificar a configuração dos elementos do sistema.

2.3 Interface de rádio

A interface de rádio do GSM corresponde à interface entre as estações móveis e a infraestrutura fixa da rede GSM.

Esta interface deve estar completamente especificada, visando obter uma total compatibilidade entre as estações móveis dos vários fabricantes e as redes de diferentes operadoras existentes. Isto está de acordo com um dos principais objetivos do GSM, que é o *roaming*.

A eficiência espectral depende da interface de rádio e da transmissão, mais particularmente da capacidade do sistema e das técnicas utilizadas para diminuir

a interferência e melhorar o esquema de reuso de frequência. A especificação da interface de rádio tem grande influência na eficiência espectral.

2.3.1 Alocação de frequência

O GSM foi inicialmente concebido como um sistema celular na banda de 900 MHz, denominada de “banda primária”. Esta banda primária inclui duas sub-bandas de 25 MHz cada, 890-915 MHz e 935-960 MHz, conforme Figura 2.1.

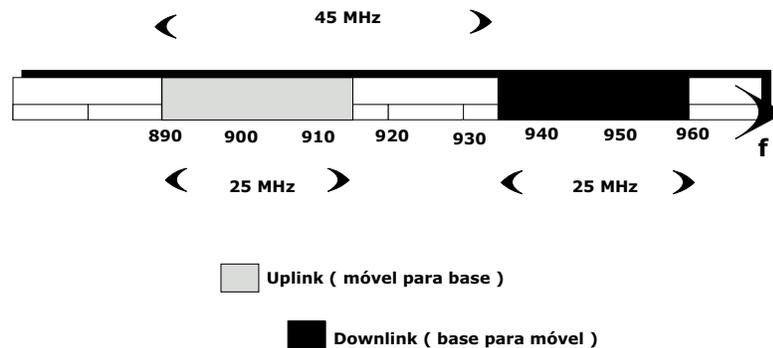


Figura 2.1: Banda primária do GSM.

Em 1990, uma segunda banda de frequência foi especificada, nos domínios de 1710-1785 MHz e 1805-1880 MHz. Cada uma destas bandas possui o triplo da largura da banda primária de 900 MHz.

Para o sistema GSM900, as bandas alocadas são:

- 890 - 915 MHz, para o enlace reverso;
- 935 - 960 MHz para o enlace direto.

Para o sistema DCS1800 (DCS - *Digital Cellular System*), as bandas alocadas são:

- 1710 - 1785 MHz, para o enlace reverso;
- 1805 - 1880 MHz para o enlace direto.

Devido a razões militares ou à existência de sistemas analógicos que já utilizavam parte desta banda de frequência, nem todos os países utilizam estas bandas de frequências para o GSM.

2.3.2 Técnica de múltiplo acesso utilizada

Na comunicação sem-fio, como na telefonia fixa, o usuário precisa falar e escutar simultaneamente. O GSM utiliza duas bandas de frequência, uma alocada para a transmissão da estação móvel para a estação base (enlace reverso ou *uplink*) e outra para a transmissão da estação base para a estação móvel (enlace direto ou *downlink*).

2.3.2.1 FDMA e TDMA

O método FDMA, que é usado em particular para compartilhar o espectro entre células vizinhas, ocupa uma largura de 200 kHz no GSM. O fator TDMA, ou seja, o número de chamadas obtidas em uma largura de 200 kHz é igual 8, isto é, cada portadora suporta até oito canais simultâneos. No GSM, foi escolhido um esquema híbrido de FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) e TDMA (*Time Division Multiple Access*).

As frequências centrais dos *slots* de frequência estão espaçadas em 200 kHz e começam 100 kHz acima do início da borda da banda, conforme Figura 2.2 [3], pois o espectro da modulação é um pouco maior que 200 kHz, resultando em interferência entre as rajadas nos *slots* simultâneos ou nos *slots* adjacentes de frequência. Isto é um incômodo principalmente nos pontos próximos das bordas, pois esta interferência pode ocorrer em aplicações não-GSM nestas bandas laterais. Assim, as frequências nas bordas são evitadas.

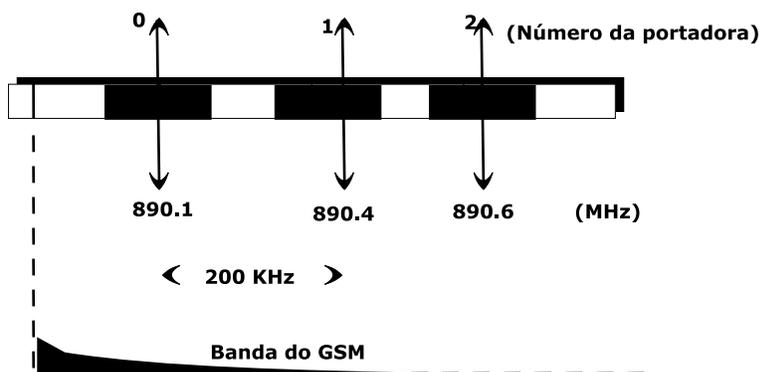


Figura 2.2: Espaçamento entre as portadoras é igual a 200 kHz.

Desta forma, no GSM900, por exemplo, a banda de frequência é dividida,

utilizando-se o esquema FDMA, em 124 portadoras espaçadas de 200 kHz. Cada portadora é dividida no tempo usando o esquema TDMA. Este esquema divide o canal de rádio em 8 rajadas, onde cada rajada possui 200 kHz de largura. Uma rajada é a unidade temporal do sistema TDMA e dura aproximadamente 0,577 ms (time slot). Um quadro TDMA é formado por 8 rajadas e dura, portanto, 4,615 ms. Cada uma destas 8 rajadas está atribuída a um único usuário.

Um *slot* pode ser visto na diagrama tempo/frequência como um retângulo de 0,577 ms de comprimento e 200 kHz de largura, conforme Figura 2.3 [3].

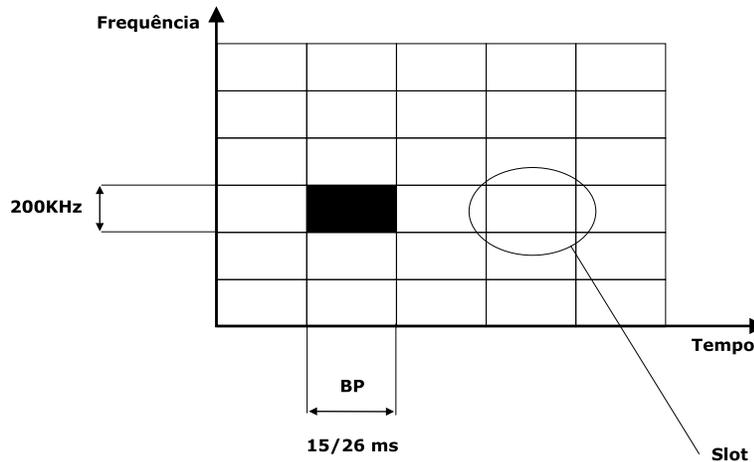


Figura 2.3: Um slot no domínio do tempo e da frequência.

2.3.2.2 Estrutura do canal

Um canal corresponde à repetição de uma rajada a cada quadro. É definido pela sua frequência e posição na rajada correspondente, dentro do quadro TDMA. No GSM, existem dois tipos de canal:

- Canais de tráfego, usados para transportar voz ou dados;
- Canais de controle, usados para mensagens de gerenciamento da rede e algumas tarefas de manutenção.

2.3.2.3 Estrutura da rajada

Em cada *time slot*, uma rajada de 148 bits é transmitida. A exceção ocorre para a rajada de acesso aleatório. O comprimento de um *time slot* é de 0,577 ms,

que é equivalente à duração de 156,25 bits. A diferença entre o comprimento do *time slot* e o comprimento efetivo da rajada é denominado período de guarda. O período de guarda reserva um tempo para ligar/desligar o amplificador do transmissor no começo e no fim na rajada a ser transmitida. Este tempo também é necessário para conseguir a precisão necessária para o alinhamento temporal da rajada dentro do *slot*.

São utilizados quatro tipos de rajada:

- Rajada de correção de frequência;
- Rajada de sincronização;
- Rajada de acesso aleatório;
- Rajada normal;

A rajada normal é usada para carregar vários canais lógicos de controle ou de tráfego. Possui a estrutura mostrada na Figura 2.4.

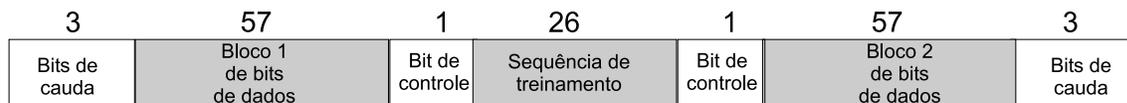


Figura 2.4: Formato da rajada normal do GSM contendo dois conjuntos de 57 bits embaralhados e protegidos contra erros.

Os bits de cauda (*tail bits*) são constituídos por três bits com valor lógico 0 e são alocados no começo e no fim da rajada. Servem para realizar a iniciação do modulador e sinalizar o término da transmissão.

Os dados cifrados correspondem aos dois grupos de 57 bits cada, contendo sinalização ou dados do usuário, mais um bit de indicação de *stealing flag*, que indica se a rajada serve para sinalização ou não.

A seqüência de treinamento ou *training sequence* é um padrão conhecido de 26 bits, que permite ao receptor determinar com precisão a posição do sinal dentro da janela de recepção e obter uma estimativa da distorção do sinal na saída do canal. Oito seqüências de treinamento são especificadas.

2.3.3 Processamento do sinal no GSM

A Figura 2.5 mostra as diferentes operações que devem ser realizadas para passar da fonte de voz até as ondas de rádio e vice-versa [3].

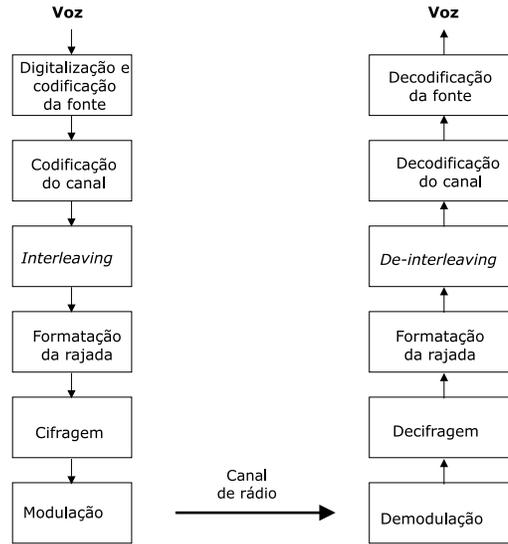


Figura 2.5: Sequência de operações realizadas em uma conversação GSM.

Se a fonte de informação for dado e não voz, a codificação de voz não será realizada.

2.3.4 Digitalização e codificação da fonte

O codificador de voz do GSM, que transforma o sinal analógico da voz na representação digital, deve obedecer aos seguintes critérios:

- Apresentar uma boa qualidade da voz, no mínimo tão boa quanto à obtida nos sistemas celulares anteriores;
- Reduzir a redundância no som de voz. Esta redução é essencial devido à capacidade limitada de transmissão no canal de rádio;
- Não deve ser muito complexo, pois quanto maior a complexidade, mais caro torna-se o equipamento.

A escolha final para o codificador de voz do GSM é o codificador denominado RPE-LTP (*Regular Pulse Excitation Long-Term Prediction*). Este codificador usa a

informação de amostras anteriores (esta informação não muda muito rapidamente), de forma a prever a amostra atual. O sinal de voz é dividido em blocos de 20 ms. Estes blocos são passados ao codificador de voz, que possui uma taxa de 13 kbps, fornecendo blocos de 260 bits.

2.3.5 Codificação do canal

A codificação do canal adiciona bits de redundância à informação original para detectar e corrigir, se possível, erros ocorridos durante a transmissão.

Os 260 bits oriundos da saída do codificador de voz são classificados da seguinte maneira, de acordo com a sua importância:

- 50 bits categoria *Ia*;
- 132 bits categoria *Ib*;
- 78 bits não protegidos.

Os bits *Ia* passam por uma codificação de blocos que adiciona 3 bits de paridade. Após a codificação de blocos dos bits *Ia*, estes são re combinados com os de classe *Ib* e uma seqüência de quatro zeros é adicionada. Esta seqüência classe *I* de 189 bits irá passar pelo codificador convolucional, conforme mostrado na Figura 2.6.

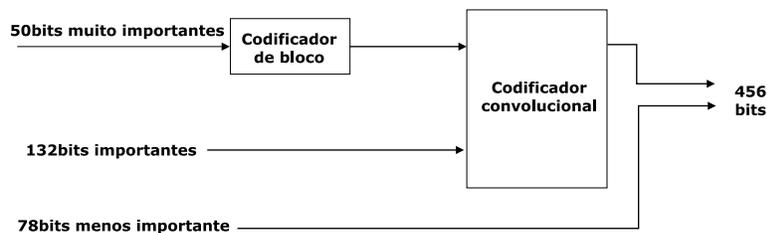


Figura 2.6: Diagrama em blocos da codificação de canal realizada no GSM.

O codificador convolucional recebe um bloco de k bits e retorna um bloco n bits. A taxa deste codificador no GSM é $1/2$ (dois bits de saída são gerados para cada bit de entrada). No esquema de codificação convolucional, cada bit de saída c_n é dependente não somente do bit de entrada atual, mas também de alguns bits anteriores de entrada. O número de bits de entrada necessários à determinação

do bit de saída é denominado de comprimento de restrição (*constraint length*) do codificador. O GSM especifica este comprimento como 5, de acordo com o esquema de codificação dado na Equação 2.1 e ilustrado na Figura 2.7:

$$c_{2k} = b_k \oplus b_{k-3} \oplus b_{k-4} \quad (2.1)$$

$$c_{2k+1} = b_k \oplus b_{k-1} \oplus b_{k-3} \oplus b_{k-4}$$

onde $k \in 0, 1, 2, \dots, 189$ e $b_k = 0$ para $-\infty \leq k < 0$

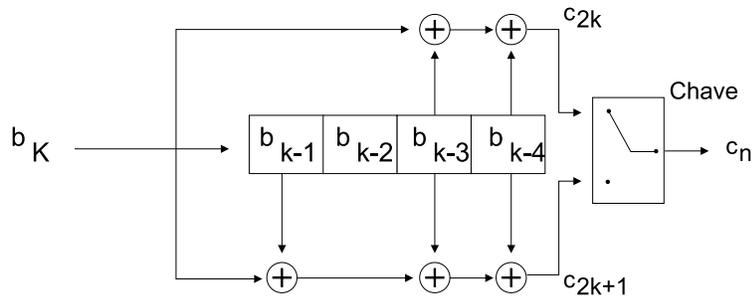


Figura 2.7: Esquema de codificação convolucional utilizada no GSM.

2.3.6 *Interleaving*

A técnica de *interleaving* reordena um grupo de bits em uma determinada maneira. É usado para melhorar o desempenho dos códigos de correção de erro. O *interleaving* diminui a probabilidade de perda de uma rajada inteira, através da dispersão dos erros. Estando os erros menos concentrados, é mais fácil corrigi-los.

Uma rajada no GSM transmite dois blocos de 57 bits. Desta forma, os 456 bits da saída do codificador do canal “cabem” em quatro rajadas. Estes 456 bits são divididos em oito blocos de 57 bits. O primeiro bloco de 57 bits contém os bits de número 0, 8, 16, ... 448, o segundo bloco contém os bits de número 1, 9, 17, 449 e assim sucessivamente, de maneira que o último bloco contém os bits de número 7, 15, 23, ... 455. Os primeiros quatro blocos de 57 bits são alocados nas posições pares (situadas à direita do centro da rajada) de quatro rajadas consecutivas. Os outros quatro blocos de 57 bits são alocados nas posições ímpares (situadas à esquerda do centro da rajada) das próximas quatro rajadas. Cada bloco de 456 bits passa pelo *interleaver* duas vezes.

2.3.7 Formatação da rajada (Multiplexagem)

O procedimento de formatação da rajada é responsável pelo agrupamento dos bits em forma de rajada. Este formato possibilita ao receptor realizar a sincronização e equalização do sinal. A estrutura da rajada normal do GSM foi explicada anteriormente.

2.3.8 Cifragem

A cifragem consiste na proteção dos dados, através da operação “ou-exclusivo” entre uma sequência de bits pseudo-aleatória e os bits de informação da rajada. Esta sequência pseudo-aleatória é gerida pelo número da rajada e por uma chave de encriptação (a qual muda de chamada para chamada), que somente a estação móvel e a estação base conhecem. A decifragem ocorre através da dupla operação “ou-exclusivo”.

2.3.9 Modulação

Em comunicações móveis, a potência irradiada nos canais adjacentes deve estar bem abaixo do valor de potência do canal utilizado pelo usuário. Quanto mais suaves forem as transições de sua forma de onda, menos componentes de alta frequência um sinal possui e, portanto menor é seu espectro ocupado. Para se ter um sinal com forma de onda suave, é preciso que haja mudança contínua em sua fase. No GSM, o sinal passa inicialmente por um filtro gaussiano passa-baixa e em seguida é modulado em fase. Como a integral da resposta ao impulso do filtro gaussiano é bastante suave, a fase do sinal modulado não se modifica abruptamente, tornando seu espectro reduzido.

A modulação escolhida para o sistema GSM é a GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*). A largura de banda de 3dB da função Gaussiana, B , é especificada pela largura de banda normalizada, BT_b , igual a 0,3, onde T_b é igual ao inverso da taxa de bits, R , especificada em 270 5/6 kbps. GMSK é uma subclasse da modulação de fase contínua (CPM - *Continuous Phase Modulation*). A modulação CPM possui algumas propriedades atrativas, entre as quais:

- envelope constante, que permite o uso de amplificadores eficientes;

- lóbulo principal estreito no domínio da frequência;
- baixa irradiação fora da banda (*out of band*) no domínio da frequência.

A fórmula da fase do sinal GMSK em um instante, $q(t)$, relativa a um trem de bits codificados diferencialmente $(\dots, d_{-2}, d_{-1}, d_0, d_1, d_2, \dots)$ é dada pela Equação 2.2:

$$q(t) = 2\pi h \int_{-\infty}^t \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k g(\tau - kt) d\tau \quad (2.2)$$

onde:

- $d_k = \alpha(k) \oplus \alpha(k - 1)$, onde $\alpha(k)$ é a seqüência de bits;
- h é o índice de modulação, especificado em $1/2$;
- $g(t)$ é obtido a partir da convolução de um pulso retangular, de largura T , com o pulso Gaussiano $h(t)$.

As Figuras 2.8, 2.9, 2.10 e 2.11 ilustram a forma do pulso retangular $v(t)$, do pulso Gaussiano $h(t)$, da função $g(t)$ e da fase $q(t)$, respectivamente. Como o pulso $g(t)$ é infinitamente longo, é feito o truncamento de $g(t)$ em $3T$ e uma normalização para se obter área igual a $1/2$. O espectro do sinal GMSK possui espaçamento entre os canais de 200 kHz.

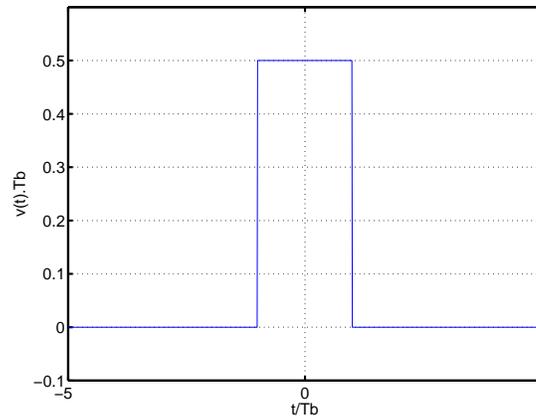


Figura 2.8: Pulso retangular $v(t)$.

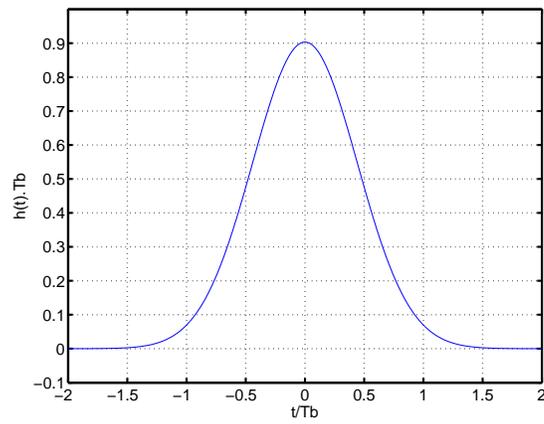


Figura 2.9: Pulso Gaussiano $h(t)$.

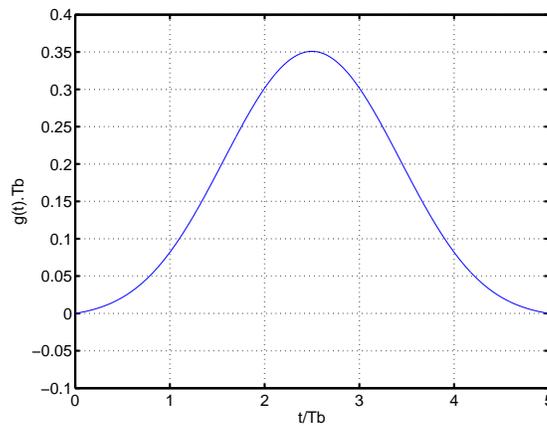


Figura 2.10: Pulso de frequência $g(t)$.

2.3.10 Demodulação

Características importantes de um sistema de comunicação sem-fio, tais como cobertura, qualidade de voz e consumo de potência são influenciadas pelo demodulador. Nestes sistemas, a resposta em frequência do canal é variante no tempo, fazendo com que suas características não sejam conhecidas com precisão suficiente para se projetar filtros de demodulação fixos. O GSM sofre ISI, introduzida pela modulação empregada e pela propagação por múltiplos percursos do canal variante no tempo e, se não for compensada, pode levar à altas taxas de erro. A solução para o problema da ISI é empregar meios de compensá-la ou reduzi-la no sinal recebido.

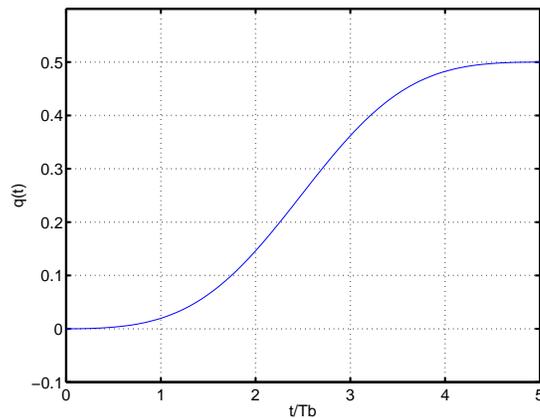


Figura 2.11: Fase do sinal GMSK $q(t)$.

2.3.10.1 Demodulador do sinal e detector

O projeto do receptor é altamente dependente das características do canal. Os sistemas que possuem canais que utilizam a técnica TDMA, tal como o GSM, apresentam interferência devido à propagação por múltiplos percursos, conforme citado anteriormente. O sinal transmitido é refletido em obstáculos, tais como prédios e montanhas e atinge o receptor com vários atrasos e atenuações. Em um determinado *time slot*, o sinal recebido contém ecos de transmissões realizadas anteriormente. Tais ecos correspondem à interferência intersimbólica (ISI - *InterSymbol Interference*). O canal pode ser modelado como um filtro FIR (*Finite Impulse Response*), com resposta ao impulso $h(t)$. A saída deste filtro é uma soma de suas entradas atrasadas e atenuadas, da mesma maneira que o sinal recebido é uma soma de réplicas atrasadas e atenuadas do sinal transmitido, devido aos múltiplos percursos.

A sequência de treinamento que cada rajada carrega, auxilia o demodulador a estimar a distorção sofrida pelo sinal. Para cumprir as especificações GSM de que a demodulação seja capaz de receber o sinal na presença de Interferência Intersimbólica, ISI, utilizam-se equalizadores, dos quais o mais utilizado é o algoritmo de Viterbi, que tenta encontrar a sequência transmitida mais provável.

É conveniente subdividir a parte inicial do receptor em duas partes — o demodulador do sinal e o detector. A função do demodulador do sinal é converter a forma de onda recebida $r(t)$ em um vetor N -dimensional $\mathbf{r}=[r_1 \ r_2 \ \dots \ r_N]$, onde N é a dimensão das formas de onda do sinal transmitido. A função do detector é

decidir qual das M possíveis formas de onda foi transmitida, com base no vetor \mathbf{r} .

O demodulador ótimo consiste de um filtro casado a $h(t)$, seguido por um amostrador operando na taxa de símbolos $1/T$, onde T é o intervalo de duração de um símbolo e um subsequente algoritmo de processamento de estimativa da seqüência de informação I_n a partir dos valores amostrados. Conseqüentemente, as amostras na saída do filtro casado são suficientes para tornar possível a estimativa da seqüência I_n . O diagrama em blocos do receptor é mostrado na Figura 2.12.

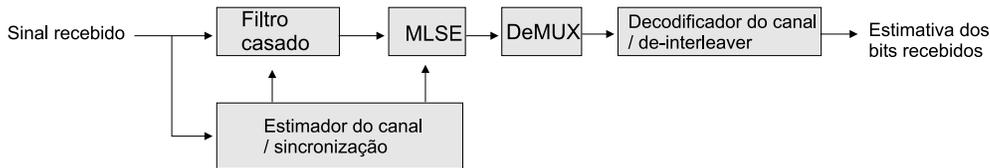


Figura 2.12: Diagrama em blocos da recepção.

2.3.10.2 Estimação do canal / sincronização / filtragem casada

A estimação do canal é realizada através da correlação cruzada da parte central da rajada recebida com a seqüência de treinamento original. As oito seqüências de treinamento de 26 bits definidas em [4], uma para cada um dos oito usuários do quadro TDMA, possuem suas propriedades de correlação otimizadas. A correlação cruzada entre diferentes seqüências de treinamento é baixa. As funções de autocorrelação possuem picos estreitos e lóbulos laterais relativamente baixos no intervalo de ± 5 bits em torno do valor de autocorrelação com defasagem zero. Portanto, a operação de correlação cruzada utilizada para estimar a resposta ao impulso do canal proporciona uma seqüência contendo um pico, a qual também é usada para se extrair a informação de tempo da rajada recebida. Mais especificamente, o ponto de início da rajada pode ser calculado a partir da posição do pico da referida correlação. A estimação do canal é usada no cálculo da filtragem casada e no cálculo dos coeficientes do equalizador, assim como na métrica do detector de seqüência.

Considera-se que o canal varia lentamente no tempo, de tal forma que possa ser considerado fixo durante uma rajada, sendo suficiente fazer a estimação do canal apenas uma vez por rajada. O sinal recebido passa por um filtro casado cuja resposta ao impulso é casada à resposta completa do canal, que inclui o pulso da transmissão

e o canal real. Desta forma, o sinal recebido, $r(t)$, pode ser expresso conforme a Equação 2.3:

$$r(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d(i)h(t - iT) + n(t) \quad (2.3)$$

onde $h(t)$ é a resposta ao impulso complexa do canal e $n(t)$ é o ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). A saída do filtro casado contém informação suficiente para estimar a seqüência original $\{d_n\}$. Todo o processamento subsequente no receptor é realizado no domínio de tempo discreto. Devido à largura de banda normalizada, $BT=0,3$ é suficiente amostrar o sinal recebido uma vez por intervalo de símbolo. Uma versão discreta do filtro casado $h^*(-t)$, é adaptativamente ajustada uma vez por rajada, baseada na estimativa discreta no tempo da resposta ao impulso do canal.

A saída do filtro casado é representada de acordo com a Equação 2.4:

$$y(n) = \sum_{i=-L_c}^{L_c} x(i)d(n - i) + \eta(n) \quad (2.4)$$

onde L_c é o comprimento da dispersão do canal em número de símbolos; $x(i)$ são as amostras da resposta ao impulso complexa da associação em cascata do canal e seu filtro casado, obtidas a cada $1/T$ e $\eta(n)$ representa a seqüência do ruído aditivo na saída do filtro casado [5].

2.3.10.3 Detecção

A parte do receptor que realiza a detecção da seqüência recebida é o detector MLSE (*Maximum Likelihood Sequence Estimator*), o qual é implementado como um equalizador de Viterbi, baseado no algoritmo modificado de Ungerboeck [6]. O MLSE recebe o sinal que passa pela filtragem casada e também recebe a autocorrelação da resposta ao impulso do canal. A saída do MLSE é a estimativa da seqüência binária de símbolos transmitida mais provável. Para encontrar a seqüência de símbolos mais provável, utiliza-se uma treliça de estados, onde um estado corresponde a uma seqüência de símbolos de comprimento igual ao comprimento da resposta ao impulso do canal. Os símbolos podem assumir os valores $+1, -1, +j$ ou $-j$. Em seguida, esta seqüência de símbolos é convertida em uma seqüência NRZ, a

qual, após ser diferencialmente decodificada, é transformada na seqüência binária.

2.3.10.4 Decifragem

A decifragem modifica os bits através da operação “ou-exclusivo”, bit a bit, com a seqüência cifrada.

2.3.10.5 De-multiplexação

O de-multiplexador extrai os dois blocos de informação, contendo 57 bits cada, contidos na seqüência decifrada, para a rajada normal GSM.

2.3.10.6 *De-interleaving*

O *de-interleaver* reordena os bits que foram embaralhados pelo *interleaver*.

2.3.10.7 Decodificação do canal

O decodificador do canal realiza a decodificação dos bits que passaram pelo *de-interleaver*, utilizando o algoritmo de Viterbi. Este algoritmo determina qual o melhor caminho na treliça, com base no cálculo da distância de Hamming. Uma definição mais simples de métrica é utilizada, onde, a partir do estado final que possui a menor métrica na treliça, segue-se o caminho inverso em direção ao estado inicial. Este percurso corresponde ao caminho de máxima verossimilhança.

Capítulo 3

Técnicas de diversidade utilizadas

Este trabalho investiga o ganho obtido ao se utilizar, no enlace direto, todas as combinações de diversidade temporal e diversidade espacial no transmissor assim como diversidade espacial no receptor. No transmissor, utilizam-se duas antenas, onde foi implementada a transmissão do sinal pela segunda antena com um atraso de valor fracionário do tempo de duração de bit, o que configura a diversidade temporal. Mogensen [1] utilizou tal técnica, utilizando somente atrasos com valores múltiplos e inteiros do tempo de duração do bit para os canais padrões do GSM. Seus resultados são mostrados neste capítulo e podem ser comparados, até um certo ponto, com os resultados mostrados neste trabalho. Na recepção, utilizam-se duas antenas, espaçadas em 10λ , onde λ é o comprimento de onda. Para a frequência da portadora igual a 1800 MHz (GSM), o espaçamento entre as antenas receptoras fica em torno de 1,6 metros, aproximadamente.

3.1 Conceito de diversidade

O desvanecimento é uma das mais severas distorções introduzidas pelo canal. Este fenômeno pode ser categorizado tanto no domínio da frequência (desvanecimento plano e desvanecimento seletivo), como no domínio do tempo (desvanecimento lento e desvanecimento rápido). Existem vários métodos para minimizar a influência do desvanecimento no desempenho do sistema. Se for possível receber algumas réplicas do sinal transmitido através de diferentes canais, há uma probabilidade alta de que pelo menos uma das transmissões apresente um sinal com boa qualidade

no receptor. A diversidade em comunicações móveis pode ser aplicada tanto no transmissor como no receptor. A combinação adequada dos sinais recebidos, vindos de diferentes canais constitui a diversidade de recepção. Existem cinco tipos de diversidade de recepção, utilizadas em vários sistemas de comunicação de rádio [7]:

- Diversidade espacial;
- Diversidade em frequência;
- Diversidade no tempo;
- Diversidade de percurso;
- Diversidade de polarização.

3.1.1 Diversidade na transmissão e na recepção

A diversidade temporal na transmissão é conseguida através da utilização de duas antenas, próximas entre si, com transmissão atrasada do sinal emitido pela segunda antena, cujo valor do atraso relativo varia entre 0 e $5T_b$, onde T_b é o tempo de duração de bit. Nesta técnica, ocorre a transformação da diversidade espacial (promovida pelas duas antenas) em diversidade temporal (promovida pelo atraso relativo). O canal é simplesmente "duplicado" e a diversidade ocorre pelo desvanecimento independente em cada canal.

A utilização da diversidade espacial na recepção consiste na combinação adequada dos sinais recebidos por pelo menos duas antenas, localizadas no receptor e separadas no espaço. Neste trabalho, utilizam-se duas antenas, que devem estar espaçadas o suficiente para assegurar que o desvanecimento que ocorre em cada canal seja independente. A diversidade espacial promove uma substancial melhoria no desempenho dos sistemas de comunicação. A análise da influência da diversidade espacial em receptores GSM pode ser encontrada em [8].

3.2 Diversidade em GSM

Mogensen propôs uma técnica de transmissão de sinal a partir de duas antenas na estação base, próximas entre si, onde o sinal transmitido pela segunda antena

apresenta um atraso em relação ao sinal transmitido pela primeira antena, conforme mostrado na figura 3.1. O valor do atraso relativo é da ordem de poucos períodos de bit (valores inteiros do tempo de duração de bit).

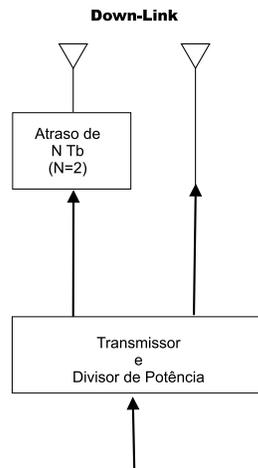


Figura 3.1: Diagrama em blocos da configuração de diversidade de antena na estação base para o enlace direto.

De acordo com [9], obtém-se um ganho de diversidade alto, utilizando-se duas antenas, se comparado com o ganho obtido sem a utilização da diversidade (uma antena apenas). No caso da utilização de um número maior de antenas, o ganho relativo é modesto. A não-correlação entre os ramos da antena, ou seja, a existência de um valor baixo para o coeficiente de correlação cruzada (inferior a 0,3), é muito importante para o desempenho da diversidade. Além do mais, devido à restrição causada pelo uso de antenas montadas em mastros ou em prédios, torna-se problemático alcançar a não-correlação com um número maior de antenas. Desta forma, o número de antenas, na prática, fica limitado a duas.

Na recepção (composta por uma antena somente), os dois sinais são simplesmente somados antes do filtro casado. Isto corresponde a introduzir mais percursos no canal de rádio. O atraso relativo entre as duas antenas transmissoras é ajustado para introduzir dispersão temporal sem introduzir interferência intersimbólica não equalizável.

Mogensen investigou o ganho obtido ao se utilizar esta técnica de diversidade em três canais de testes especificados do GSM:

- RA, onde o receptor encontra-se em ambiente rural (*RA - Rural Area*);

- TU, onde o receptor encontra-se em ambiente urbano típico (*TU - Typical Urban*);
- HT, onde o receptor encontra-se em ambiente montanhoso (*HT - Hilly Terrain*).

Em todos os ambientes, o receptor está se movendo a uma velocidade de 50km/h. O perfil da potência em função do atraso (*power delay profile*) para estes canais está ilustrado na figura 3.2. Estes perfis estão baseados nas recomendações GSM [10]. Perfis que possuem dispersão temporal superior à janela de equalização do GSM, igual a $5T_b \approx 18,5\mu s$, como o perfil HT, introduzem interferência intersimbólica não equalizável.

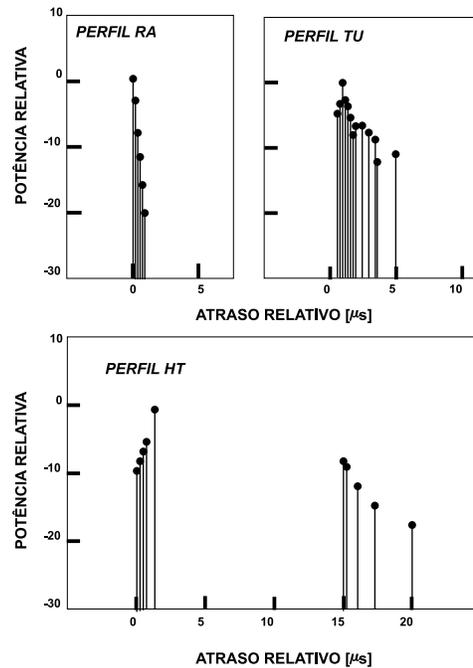


Figura 3.2: Perfil de potência em função do atraso para os canais de teste especificados pelo GSM.

Geralmente, a dispersão temporal do canal de rádio é pequena para curtos caminhos, cuja ocorrência é bastante comum em ambientes de pequenas células. Isto resulta em um comportamento do sinal bastante próximo ao desvanecimento plano. Para cumprir as especificações do GSM, o receptor deve equalizar a dispersão temporal em cinco períodos de bit, conforme citado anteriormente.

Na figura 3.3, é mostrado um dos resultados obtidos por Mogensen: a taxa de erro de bit (BER) em função do atraso entre as duas antenas, igual aos múltiplos inteiros do tempo de bit (T_b). Para os perfis correspondentes aos ambientes típico urbano (TU - *Typical Urban*) e área rural

(RA - *Rural Area*), o desempenho ótimo é alcançado com um atraso relativo de $2T_b$.

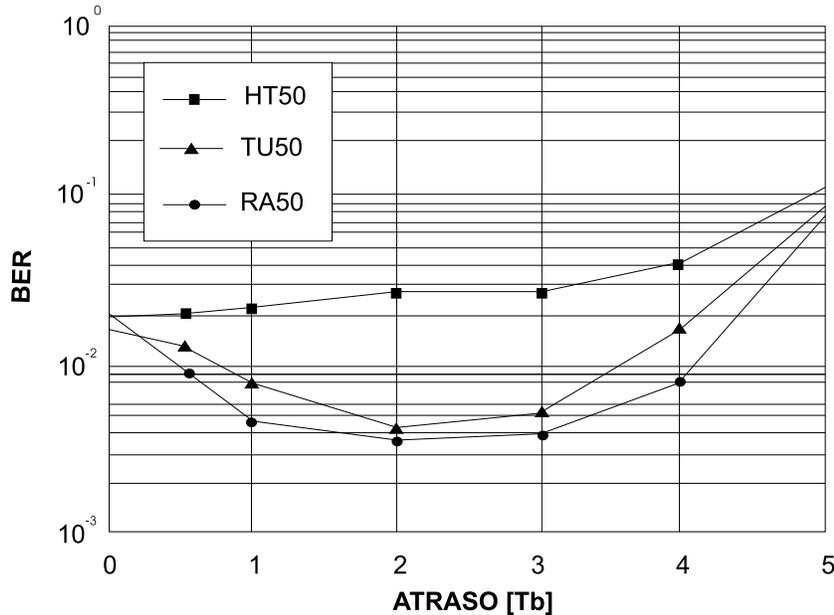


Figura 3.3: BER em função do atraso do segundo braço da antena, E_b/N_o igual a 12dB.

3.3 Diversidade utilizada neste trabalho

As técnicas de diversidade utilizadas neste trabalho são aplicáveis para o GSM, porém são mais abrangentes que a técnica de diversidade adotada no trabalho de [1]. O canal implementado neste trabalho é bem mais realístico do que os canais de teste padrões do GSM, pois utiliza, além da informação temporal, a informação espacial. A diversidade temporal no transmissor, semelhante ao trabalho de [1], é conseguida através da transmissão atrasada do sinal por uma segunda antena, próxima à primeira antena. Em [1], o autor utilizou somente os atrasos relativos cujos valores são múltiplos e inteiros do tempo de duração do bit. Neste trabalho,

além dos valores inteiros, são utilizados os valores fracionários da duração do tempo de bit e é feita a comparação com os resultados obtidos por este autor.

No projeto de sistemas de comunicações móveis, a modelagem e o entendimento do canal variante no tempo são fatores importantes. Nos sistemas de alta capacidade, empregam-se múltiplas antenas no transmissor e no receptor, em virtude da utilização da informação espacial contribuir para a obtenção do desempenho ótimo. O esquema de diversidade espacial é conseguido pelo uso de duas antenas no receptor, pois o ganho é modesto ao se utilizar quantidades maiores de antenas no receptor.

A implementação do canal é realizada com base nas recomendações do COST, a partir do qual é especificado o modelo de canal COST 259. Este canal é voltado para o uso de múltiplas antenas no transmissor e receptor.

A contribuição deste trabalho está na investigação do quanto se ganha ao utilizar diversidade temporal com transmissão atrasada do sinal e diversidade espacial com o uso de duas antenas no receptor. Investiga-se em que condições torna-se vantajoso utilizar apenas uma ou ambas as soluções, no cenário típico urbano.

Capítulo 4

COST 259

Para o projeto e avaliação de desempenho de um sistema de comunicações sem-fio serem confiáveis, utilizam-se modelos de canais que lembrem os canais reais de propagação, tais como os modelos de canais direcionais, que possuem, além das propriedades temporais, propriedades espaciais. Neste capítulo, faz-se uma implementação do modelo de canal COST 259, em MATLAB, de acordo com [2]. O COST é um fórum da União Européia que realiza pesquisas científicas e possui, dentre outros, grupos de trabalho atuantes em comunicações móveis.

4.1 O modelo COST259

O COST (European Cooperation in the field of Scientific and Technical Research) é uma organização intergovernamental européia, voltada para pesquisas técnicas e científicas. Dentre seus trabalhos, destaca-se o simulador de canal de comunicação móvel, denominado COST. A versão COST259 apresenta as seguintes propriedades [11]:

- Reproduz as variações de pequena e larga escala e perda de percurso;
- É um modelo de canal direcional, voltado para uso em antenas adaptativas e diversidade espacial;
- Apresenta múltiplos enlaces que podem ser modelados simultaneamente, com correlações que dependem da separação geográfica entre os móveis.

4.1.1 Agrupamento de espalhadores (*clusters*)

O COST 259 gera as componentes de múltiplos percursos (*MultiPath Components* - MPCs), formadas a partir de agrupamentos de espalhadores ou *clusters*, definidos como o grupo de MPCs que percorrem caminhos semelhantes para chegar ao receptor.

4.1.2 Tipos de célula

Quanto ao ambiente de propagação, a célula foi dividida em três tipos, cada qual com seus cenários específicos:

- Macro células. A estação base encontra-se acima do nível dos prédios.
- Micro células. A estação base encontra-se abaixo do nível dos prédios.
- Pico células. A estação base encontra-se em ambiente interno.

Os cenários possíveis para cada tipo de célula são listados a seguir.

Macro células:

- Típico Urbano;
- Urbano Denso;
- Terreno montanhoso;
- Área Rural.

Micro células:

- Estradas em cânion;
- Ambientes Abertos;
- Estradas em cânion, sem linha de visada;
- Cruzamento de ruas.

Pico células:

- Corredores;

- Fábricas;
- Escritórios;
- Saguão, ambiente interno aberto.

Os ambientes macrocelulares são denominados:

- Cenário típico urbano generalizado - GTU (*Generalized Typical Urban*);
- Cenário área rural generalizado - GRA (*Generalized Rural Area*);
- Cenário urbano denso generalizado - GBU (*Generalized Bad Urban*);
- Cenário terreno montanhoso generalizado - GHT (*Generalized Hilly Terrain*).

4.1.3 Geração dos agrupamentos

Existe pelo menos um agrupamento de MPCs, devido ao espalhamento ao redor da estação móvel, denominado agrupamento local. Agrupamentos adicionais podem ocorrer devido ao espalhamento em construções distantes, montanhas e etc. Cada agrupamento é composto por uma quantidade fixa de MPCs. Em cada simulação, o número de agrupamentos gerado é uma variável aleatória com distribuição de Poisson, cujo valor médio depende do cenário escolhido.

No caso estático, o número de agrupamentos é fixo do início ao fim da simulação e é dado de acordo com a Equação 4.1 [12]:

$$N_{cluster} = 1 + x_p \quad (4.1)$$

onde x_p é um processo aleatório de Poisson com valor médio igual a N_o , cujo valor é definido de acordo com o cenário em questão.

Em ambientes densamente urbanizados e terrenos montanhosos, em virtude do elevado número de obstáculos presentes, há um número maior de caminhos que o sinal pode percorrer, até chegar ao receptor, resultando em um maior número de agrupamentos. Este raciocínio não se aplica para os ambientes rurais.

Tabela 4.1: Valores de alguns Parâmetros, para o Ambiente de Macro-Células, no COST259

Parâmetro	Cenário			
	GTU	GBU	GRA	GHT
$h_{BS}(m)$	30	50	50	50
$h_B(m)$	15	30	5	5
$d_{CO}(km)$	0,5	0,5	5	5

4.1.4 Ocorrência de visada direta

A probabilidade de ocorrência de linha de visada direta no COST259, P_{LOS} é dada de acordo com a Equação 4.2 [13]:

$$P_{LOS} = \begin{cases} \frac{(h_{BS}-h_B)(d_{CO}-d)}{h_B d_{CO}} & \text{se } d < d_{CO} \text{ e } h_{BS} > h_B \\ 0 & \text{se } d > d_{CO} \text{ ou } h_{BS} < h_B \end{cases} \quad (4.2)$$

onde d é a distância entre a estação móvel e a estação base, h_{BS} é a altura da estação base, h_B é a altura média dos edifícios e d_{CO} , denominada distância de corte, é a máxima distância entre a estação base e a estação móvel, para que ocorra visada direta.

Os valores usualmente atribuídos por [11] a h_{BS} , h_B e d_{CO} estão ilustrados na tabela 4.1.

4.2 Implementação do COST259

Neste trabalho, a implementação do modelo de canal COST259 é feita para uso em macro-células (cenário GTU), onde os espalhadores possibilitam a utilização de um modelo linear (*multiple tapped delay line*), voltado para múltiplas antenas no receptor. Esta implementação está baseada no trabalho de [2].

A dispersão do canal nos domínios temporal e angular pode ser descrita pela sua resposta ao impulso, dada pela Equação 4.3:

$$\mathbf{h}(t, \tau, \Omega) = [h_1(t, \tau, \Omega) \quad \dots \quad h_M(t, \tau, \Omega)]^T \quad (4.3)$$

onde:

- t é o tempo;
- τ é o atraso de cada componente MPC;
- Ω é a direção de chegada (*DOA – Direction Of Arrival*), em termos do ângulo de elevação e do ângulo de azimute;
- M é o número de antenas no receptor;
- $[\cdot]^T$ significa transposição;
- $h_m(t, \tau, \Omega)$, onde m varia de 1 até M , é a resposta ao impulso do canal, direcional e variante no tempo, vista pela antena m na recepção.

A resposta $h_m(t, \tau, \Omega)$ pode ser expressa conforme a Equação 4.4 [14].

$$h_m(t, \tau, \Omega) = \sum_{j=1}^J h_j(t, \tau, \Omega) = \sum_{c=1}^C \sum_{j \in C_c} h_j(t, \tau, \Omega) = \sum_{c=1}^C \sum_{j \in C_c} \alpha_j \delta(\tau - \tau_j) \delta(\Omega - \Omega_j) \quad (4.4)$$

onde:

- J é o número total de *MPCs*;
- C é o número total de agrupamento de espalhadores (*clusters*);
- C_C compreende todos os componentes MPCs pertencentes a um único agrupamento;
- α_j é a amplitude de cada MPC.

Ou seja, h_m é o resultado da superposição de um grande número de MPCs com amplitude α_j , atraso τ_j e ângulo Ω_j . A Equação 4.4 inclui os agrupamentos de espalhadores, definidos pelos componentes MPCs que chegam com atraso e ângulo semelhantes.

A Equação 4.4 informa que a resposta ao impulso vista pelo elemento m do *array* de antenas na recepção é dada pela superposição das respostas de todos os componentes MPCs. Estes componentes podem ser agrupados em *clusters* e a resposta ao impulso total pode ser reescrita como uma soma de j componentes

MPCs pertencentes a um agrupamento C_C e pela soma de todos os componentes dos agrupamentos restantes. A resposta $\mathbf{h}(t, \tau)$ é obtida a partir do estudo das correlações espaciais e temporais do canal.

4.2.1 Correlação espacial

A informação direcional do canal é incorporada no modelo considerando-se que para uma determinada classe de atraso (*tap*), a propriedade espacial do canal pode ser descrita através da matriz de correlação espacial \mathbf{R}_n , a qual é calculada de acordo com a Equação 4.5.

$$\mathbf{R}_n = \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \mathbf{a}(\Omega_l) \mathbf{a}^H(\Omega_l) \quad (4.5)$$

onde:

- \mathbf{R}_n é a matriz de correlação espacial que representa a potência média em cada *tap*;
- n é o índice do *tap*;
- L é o número total de múltiplos percursos pertencentes ao *tap* em questão;
- α_l é a amplitude de cada componente de múltiplo percurso;
- Ω é a direção de chegada de cada componente de múltiplo percurso do *tap* em questão;
- $\mathbf{a}(\Omega_l)$ é o *steering vector* do *array* de antenas na recepção;
- $[\cdot]^H$ significa hermitiano.

A partir da matriz de correlação espacial \mathbf{R}_n , é possível analisar o envelope da correlação do sinal complexo e determinar os benefícios do uso de técnicas de diversidade na estação móvel. A matriz \mathbf{R}_n é decomposta em seus autovetores unitários e em sua matriz diagonal de autovalores. A resposta $\mathbf{h}(t, \tau)$ é função dos autovetores unitários de \mathbf{R}_n e da matriz diagonal de autovalores de \mathbf{R}_n .

4.2.2 Correlação temporal

A correlação temporal é realizada através da filtragem complexa do ruído branco aditivo Gaussiano com um filtro do tipo IIR (*Infinite Impulse Response*), que representa o efeito *Doppler*, gerando o sinal de desvanecimento $g_{nm}(t)$, onde n corresponde à classe de atraso e m corresponde ao número da antena, conforme mostrado na Figura 4.1:

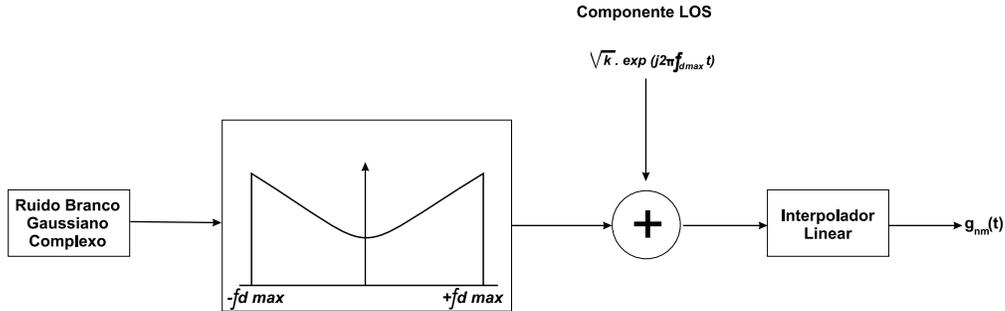


Figura 4.1: Geração do sinal de desvanecimento.

Na Figura 4.1, f_{dmax} é a frequência *Doppler* máxima, t corresponde ao tempo e k é o fator Rice (no caso de existência de visada direta, com probabilidade de ocorrência P_{LOS}). O interpolador linear realiza o casamento da taxa de geração do sinal de desvanecimento com a taxa de simulação.

A resposta $\mathbf{h}(t, \tau)$ é função do sinal de desvanecimento $\mathbf{g}_{nm}(t)$.

4.2.3 Modelo *multiple tapped delay line*

O modelo *multiple tapped delay line* é mostrado na Figura 4.2.

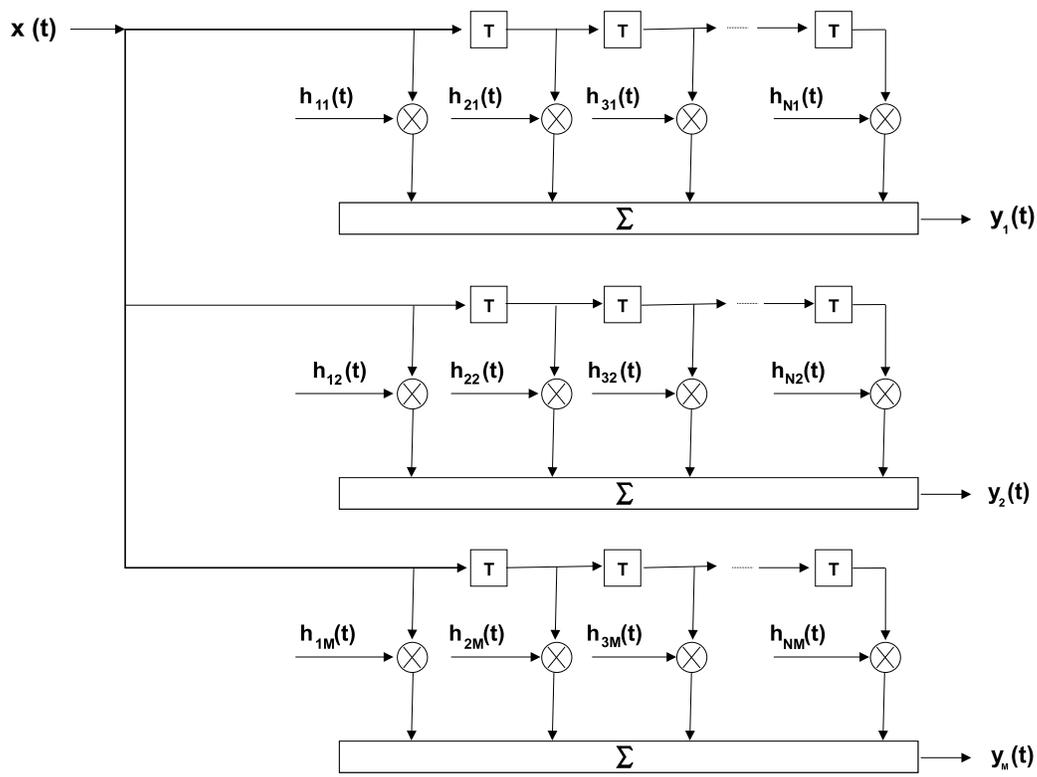


Figura 4.2: Modelo *multiple tapped delay line*.

Os componentes MPCs são agrupados em classes de atraso. Cada coeficiente variante no tempo, $\mathbf{h}_{NM}(t)$, mostrado na Figura 4.2, onde N é o número da classe de atraso (*tap*), M é o número da antena no *array* na recepção e t é o tempo, é obtido a partir da contribuição dos componentes de múltiplos percursos que possuem potência acima de um limiar e que estão contidos na classe de atraso N , independente do agrupamento (*cluster*) que o reflete.

4.2.4 Fluxo de simulação

Nesta seção, são mostrados os passos necessários para gerar as realizações aleatórias do canal. Conforme citado anteriormente, esta implementação está voltada para macro-células, cenário GTU. Este processo é extensivo para qualquer ambiente de rádio. A rotina de implementação do COST 259 possui as seguintes entradas:

- Velocidade do móvel, em km/h. Utilizada no cálculo da frequência *Doppler*. Considerou-se a velocidade de um receptor situado no interior de um veículo,

movendo-se a uma velocidade constante de 50 km/h;

- Freqüência da portadora, em Hertz. Utilizada no cálculo da freqüência Doppler e do comprimento de onda, que determina o vetor direcional. Para o GSM, considerou-se a freqüência da portadora igual a 1,8 GHz;
- Altura média da estação base, em metros. Utilizada no cálculo da probabilidade de ocorrência de linha de visada (LOS - *line Of Sight*). Considerou-se a altura média da estação base igual a 30 m;
- Altura média dos edifícios, em metros. Utilizada no cálculo da probabilidade de ocorrência de linha de visada (LOS). Considerou-se a altura média dos edifícios igual a 15 m;
- Distância de corte (*cut-off*), em km. Utilizada no cálculo da probabilidade de ocorrência de linha de visada (LOS). Caso a distância entre a estação móvel e a estação base estejam separadas em uma distância maior que a distância de corte, a probabilidade de ocorrência de linha de visada é nula. Considerou-se a distância de corte igual a 0.5 km;
- Número de antenas do arranjo de antenas alinhados com espaçamento uniforme (ULA - *Uniform Linear Array*) na recepção. Considerou-se duas antenas na recepção;
- Espaçamento entre as antenas do arranjo *ULA* da recepção, em metros. Serve para determinar o vetor direcional. Os testes foram feitos para um espaçamento igual a 10λ , que corresponde a uma distância de aproximadamente igual a 1,6 metros entre as antenas, na freqüência da portadora utilizada. Ambos os valores de espaçamento, na prática, podem ser testados em um veículo, haja vista que as dimensões médias de um veículo de passeio pequeno possuem 3,8 metros de comprimento por 1,6 metros de largura;
- Duração do tempo de simulação, em segundos. Possui valor múltiplo da duração de tempo da rajada no GSM, cujo valor é igual a $3,692 \mu s$.

A rotina de implementação retorna a matriz de coeficientes variantes no tempo. Cada linha desta matriz corresponde a uma seqüência de coeficientes vari-

antes no tempo, vista por cada antena. Cada coluna desta matriz corresponde a um determinado *tap*.

4.2.4.1 Determinação do número de agrupamento de espalhadores (*clusters*) - N_{cl}

O número de agrupamentos, N_{cl} , é determinado através da Equação 4.3 [2].

$$N_{cl} = N_{cl,min} + P(m) \quad (4.6)$$

onde $P(m)$ é a distribuição de Poisson e m é o número médio de agrupamentos adicionais. De acordo com [15], o valor de m para o cenário GTU é igual a 0,1054. Para macro-células, o valor de $N_{cl,min}$ é igual a 1. A Figura 4.3 mostra que a probabilidade de ocorrer apenas o primeiro agrupamento (em torno da estação móvel) está em torno de 90%, para um sorteio realizado 10.000 vezes.

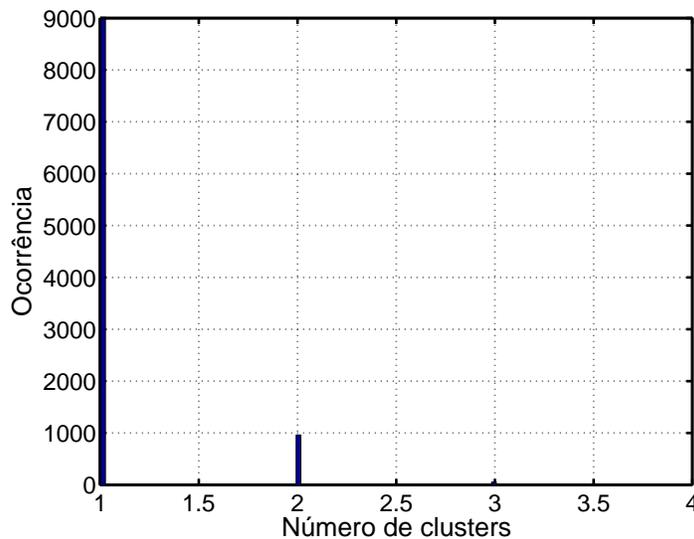


Figura 4.3: Ocorrência do número de agrupamentos no ambiente GTU.

4.2.4.2 Determinação da posição do centro dos agrupamentos x e y

A estação base, a estação móvel (centro do agrupamento local) e os centros dos agrupamentos adicionais estão localizados no plano, com a estação base situada na origem. A distância estação móvel - estação base, que corresponde à distância do centro do agrupamento local à origem, $r(1)$, é uma variável aleatória uniformemente

distribuída entre 50 m e 1.000 m. Para os agrupamentos adicionais, caso existam, a distância do centro de cada agrupamento adicional à origem ($r(k)$, k variando de 2 até N_{cl}), é uma variável aleatória uniformemente distribuída entre 0 e 3.000 m. As coordenadas retangulares x e y do centro de cada agrupamento são obtidas a partir do raio e azimute, por simples geometria, conforme as equações 4.7 e 4.8:

$$x = r \cdot \cos \varphi \quad (4.7)$$

e

$$y = r \cdot \sin \varphi \quad (4.8)$$

onde r é a distância entre o centro de cada agrupamento e a origem, escolhidos aleatoriamente, a partir de uma distribuição uniforme, entre 50 m e 1.000 m para o agrupamento local e entre 0 a 3.000 m para os agrupamentos adicionais. A variável φ é o azimute do centro de cada agrupamento, em relação ao semi-eixo horizontal positivo, escolhidos aleatoriamente, a partir de uma distribuição uniforme, entre 0 e 2π radianos. A Figura 4.4 mostra um exemplo de realização.

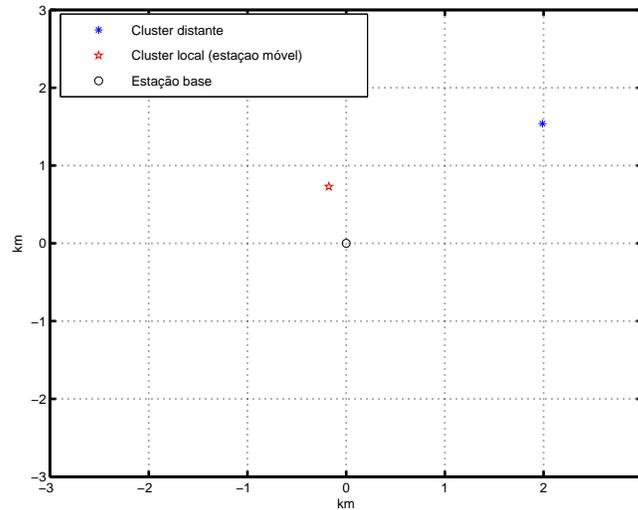


Figura 4.4: Uma realização contendo dois agrupamentos. A estação base localiza-se na origem.

4.2.4.3 Determinação da posição dos espalhadores de cada agrupamento,

x_s e y_s

Para cada agrupamento, são alocados 50 espalhadores uniformemente distribuídos em um círculo de raio igual a 100 m, a partir do centro de cada agrupamento [16]. Ou seja, são sorteados, por agrupamento, o raio r_S e o azimute φ_S de cada espalhador. As coordenadas retangulares x_S e y_S de cada espalhador são obtidas, por simples geometria, conforme as equações 4.9 e 4.10:

$$x_S = r_S \cdot \cos \varphi_S \quad (4.9)$$

e

$$y_S = r_S \cdot \sin \varphi_S \quad (4.10)$$

onde r_S é a distância entre cada espalhador e o centro do seu correspondente agrupamento, escolhidos aleatoriamente, a partir de uma distribuição uniforme, entre 0 e 100 m e φ_S é azimute de cada espalhador em relação ao semi-eixo horizontal positivo, escolhidos aleatoriamente, a partir de uma distribuição uniforme, entre 0 e 2π radianos.

A Figura 4.5 ilustra o mesmo exemplo anterior contendo os espalhadores ao redor do centro de cada agrupamento. Há apenas uma batida no trajeto estação base - espalhador - estação móvel.

4.2.4.4 Determinação do atraso τ_{avg} e azimute φ_{avg} médios de cada agrupamento

Para o atraso médio, inicialmente, calcula-se, para cada agrupamento, a distância d_S referente ao trajeto estação base - espalhador - estação móvel, assumindo uma única batida antes de alcançar a estação móvel, conforme a Equação 4.11:

$$d_S = \sqrt{x_S^2 + y_S^2} + \sqrt{(x_S - x_1)^2 + (y_S - y_1)^2} \quad (4.11)$$

O tempo necessário para percorrer este percurso corresponde ao atraso de cada espalhador, τ_S , calculado conforme Equação 4.12:

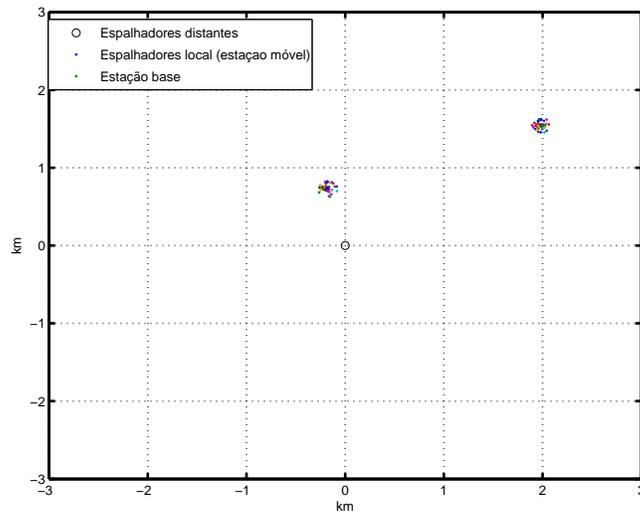


Figura 4.5: Exemplo anterior contendo os respectivos espalhadores, considerando-se apenas uma única batida.

$$\tau_S = d_S/c_0 \quad (4.12)$$

Em seguida, é calculado o atraso médio dos N espalhadores por agrupamento, $\tau_{avg}(i)$, de acordo com a Equação 4.13.

$$\tau_{avg}(i) = \frac{\sum_{n=1}^N \tau_i}{N} \quad (4.13)$$

onde n é o número dos espalhadores por agrupamento e N é o número máximo de espalhadores.

O azimute de cada espalhador é dado conforme a Equação 4.14:

$$\varphi_i = \arctan \frac{y_s - y(1)}{x_s - x(1)} \quad (4.14)$$

Em seguida, é calculado o azimute médio dos 50 espalhadores por agrupamento, $\varphi_{avg}(i)$, de acordo com a Equação 4.15.

$$\varphi_{avg}(i) = \frac{\sum_{n=1}^N \varphi_i}{N} \quad (4.15)$$

onde n é o número dos espalhadores por agrupamento e N é o número máximo de espalhadores.

4.2.4.5 Determinação do sombreamento P_i , em dB, do espalhamento de atraso $S_{\tau,i}$, em segundos e do espalhamento de azimute $S_{\varphi,i}$, em graus, de cada agrupamento

Para cada agrupamento, o sombreamento P_i [dB], o espalhamento de atraso $S_{\tau,i}$ [s] e o espalhamento de azimute $S_{\varphi,i}$ [°] são calculados de acordo com [17], a partir das equações 4.16, 4.17 e 4.18.

$$P_i[dB] = 9x - L_i \quad (4.16)$$

$$S_{\tau,i}[s] = 0,4\mu s \cdot \sqrt{d_i} \cdot 10^{\frac{2z}{10}} \quad (4.17)$$

$$S_{\varphi,i}[\text{°}] = 10 \cdot 10^{\frac{2y}{10}} \quad (4.18)$$

sendo

$$L_i = L_1 + L_{add} \quad (4.19)$$

e

$$L_{add} = U(0,20) + (\tau_i - \tau_0)/\mu s \quad [dB] \quad (4.20)$$

onde:

- A variável $U(0,20)$, na Equação 4.20, é uma variável uniformemente distribuída entre 0 e 20 dB;
- O atraso τ_i , em s, na Equação 4.20, corresponde ao atraso médio $\tau_{avg}(i)$ de cada agrupamento;
- O atraso τ_0 , em s, na Equação 4.20, é dado por τ_0/c , onde c é a velocidade da luz;
- A quantidade L_{add} , nas equações 4.19 e 4.20, é a perda de percurso para os agrupamentos adicionais;

- A quantidade L_1 , na Equação 4.19, é a perda de percurso do primeiro agrupamento (agrupamento local). A perda de percurso em função da distância estação base - estação móvel, para o COST 259, é mostrada na Figura 4.6 [18] e é dada por $L_1 = 38 \log d + 140.89$ [dB];

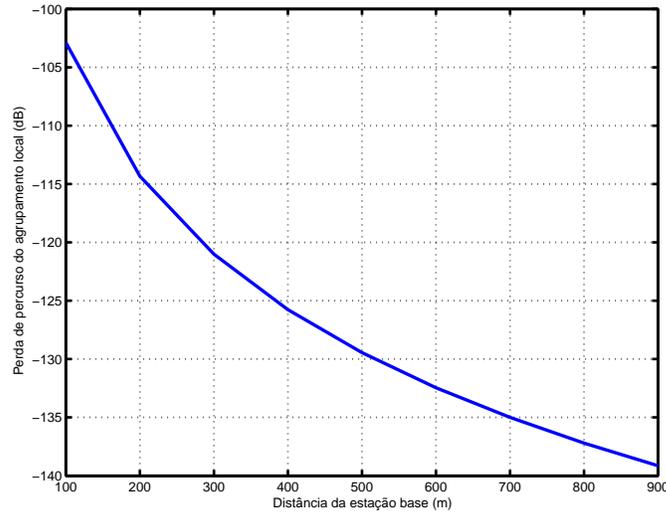


Figura 4.6: Atenuação do agrupamento local, L_1 , em função da distância estação base - estação móvel, para o COST 259.

- A quantidade L_i , válida somente para os agrupamentos adicionais ($i = 2, 3, \dots, N_{cl}$), na Equação 4.19, é a perda de percurso total dos agrupamentos adicionais;
- x , y e z , nas equações 4.16, 4.17 e 4.18 são variáveis aleatórias normais correlacionadas, com média zero e variância unitária. Como especificado no COST259, o desvanecimento de larga-escala, o espalhamento de atraso e o espalhamento de azimute são processos estocásticos correlacionados, cujos valores correspondem às linhas da matriz \mathbf{Y} , obtida através da Equação 4.21:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} \quad (4.21)$$

onde \mathbf{X} é um vetor-coluna, contendo variáveis aleatórias independentes, com média zero e variância unitária. A matriz \mathbf{C} é obtida a partir da decomposição de Cholesky, conforme a Equação 4.22:

$$\mathbf{\Gamma} = \mathbf{C}\mathbf{C}^T \quad (4.22)$$

onde a matriz $\mathbf{\Gamma}$ é dada conforme a Equação 4.23:

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{xy} & \rho_{xz} \\ \rho_{yx} & 1 & \rho_{yz} \\ \rho_{zx} & \rho_{zy} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

sendo $\rho_{xy}=-0.75$, $\rho_{yz}=-0.50$ e $\rho_{xz}=-0.75$.

Desta forma, a matriz \mathbf{C} é uma matriz triangular inferior, dada pela Equação 4.24:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -0,75 & 0,6614 & 0 \\ -0,75 & -0,0945 & 0,6547 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

A fatorização de Cholesky satisfaz a condição $\sigma_X^2 = \sigma_Y^2$ [14]. O vetor coluna \mathbf{Y} contém três variáveis aleatórias correlacionadas, com média zero e variância unitária, x, y e z, a serem inseridos nas equações 4.16, 4.18 e 4.17, respectivamente.

- d_i , na Equação 4.17, corresponde à distância média percorrida pelos espalhadores, por agrupamento.

4.2.4.6 Determinação do espectro ADPS (*Azimuth Delay Power Spectrum*) de cada agrupamento

Para o primeiro agrupamento, o espectro ADPS é dado pela Equação 4.25, cujo gráfico é mostrado na Figura 4.7 [2].

$$P_{i=1}(\tau, \varphi) = \frac{1}{2\pi} e^{\frac{-\tau}{S_{\tau,1}}} \quad (4.25)$$

De acordo com a Figura 4.7, o atraso possui dependência exponencial decrescente e o azimute apresenta dependência uniforme.

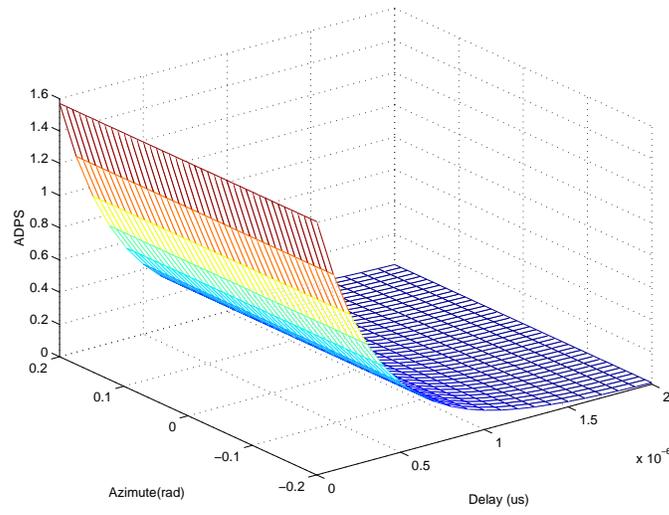


Figura 4.7: ADPS (*Azimuth Delay Power Spectrum*) para o primeiro agrupamento.

Para os agrupamentos adicionais, o espectro ADPS é dado de acordo com a Equação 4.26, cujo gráfico é mostrado nas Figura 4.8, para o segundo agrupamento, considerando a elevação nula [2].

$$P_i(\tau, \varphi) = \frac{1}{1 - e^{-\frac{\sqrt{2}\pi}{S_{\varphi,i}}}} \frac{1}{\sqrt{2}S_{\tau,i}S_{\varphi,i}S_{\theta,i}} e^{\frac{-\tau}{S_{\tau,i}}} e^{-\sqrt{2}\left|\frac{-\varphi}{S_{\varphi,i}}\right|} \quad (4.26)$$

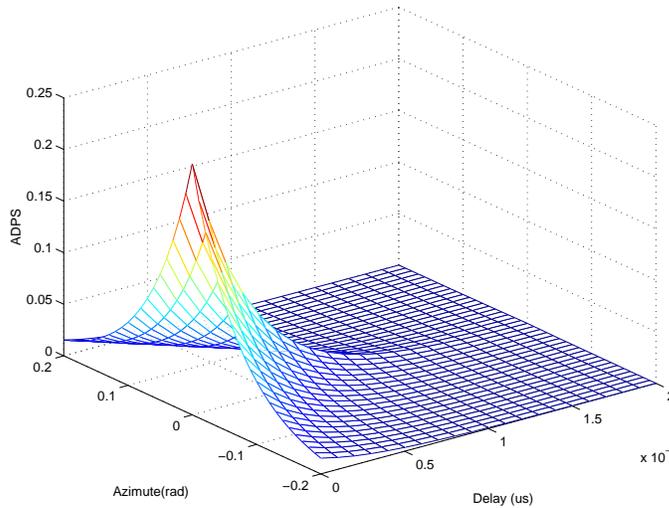


Figura 4.8: ADPS para o segundo agrupamento.

De acordo com a Figura 4.8, para os agrupamentos distantes, o atraso possui dependência exponencial decrescente e o azimute apresenta dependência Laplaciana.

4.2.4.7 Função densidade de probabilidade para o atraso e azimute

Para o primeiro agrupamento, a função densidade de probabilidade possui distribuição exponencial decrescente para o atraso e distribuição uniforme para o azimute. Já para os agrupamentos adicionais, a distribuição é também exponencial decrescente para o atraso e Laplaciana para o azimute.

4.2.4.8 Número de *taps* para cada *cluster*

No modelo *multiple tapped delay line*, o número de *taps* visto por cada antena na recepção é o mesmo, porém este número pode variar de agrupamento para agrupamento. Este número é definido pelos componentes de múltiplos percursos, MPCs, incidentes na antena do receptor, que possuem potência inferior em não mais que D_R dB em relação ao percurso de maior potência. A potência de cada MPC, P_M , é dada de acordo com a Equação 4.27, [2].

$$P_M(\tau) = e^{\frac{\tau_{min}-\tau}{S_{\tau,i}}} \quad (4.27)$$

onde

- τ_{min} é o atraso mínimo por agrupamento (*cluster*);
- $S_{\tau,i}$ é o espalhamento de atraso por agrupamento.

Em outras palavras, a partir da Equação 4.27, pode-se deduzir que MPCs que apresentem atrasos maiores que o atraso τ_{i,D_RdB} , que é o atraso correspondente à potência D_R dB devem ser descartados. Rearranjando a Equação 4.27, determina-se que o atraso τ_{i,D_RdB} é dado pela Equação 4.28.

$$\tau_{i,D_RdB} = \tau_i - S_{\tau,i} \ln 10^{\frac{-D_R}{10}} \quad (4.28)$$

onde:

- i corresponde ao número do agrupamento. Para o agrupamento local, i é igual a 1;
- τ_{i,D_RdB} é o atraso acima do qual os componentes MPCs possuem potência inferior em mais de D_R dB em relação ao MPC de maior potência para o agrupamento i ;

- $S_{\tau,i}$ é o espalhamento de atraso, calculado na Equação 4.17;
- D_R é o patamar de potência, em dB, que serve para selecionar os componentes MPCs mais fortes. Foi utilizado o valor de 20 dB.

Além da seleção dos componentes MPCs, deve-se definir em que *tap* “cairá” cada MPC. O número do *tap* de cada MPC é definido de acordo com a Equação 4.29.

$$\eta = \frac{\tau_{1,D_RdB}}{T_d} \quad (4.29)$$

onde

- η é o número de *tap* de cada componente MPC;
- T_d é a resolução de tempo entre cada *tap*. A frequência de amostragem deve ser no mínimo menor ou igual a $W/2$, onde $2W$ é a largura de banda do sinal em banda base. A resolução entre cada *tap*, T , é aproximadamente igual a $0,1845\mu s$.

4.2.4.9 Geração dos componentes MPCs

A partir da função de densidade de probabilidade do atraso e do azimute, são gerados, para cada agrupamento, uma quantidade L , relativamente grande de componentes MPCs ($L=500$), para gerar as estatísticas do canal. Este foi desconsiderado neste trabalho, sem qualquer perda.

Os valores de atraso para todos os agrupamentos são gerados de acordo com a Equação 4.30.

$$MPC_t(i) = \tau_{min}(i) + \text{exprnd}(\tau_{avg}(i)) \quad (4.30)$$

onde

- i é o número do agrupamento;
- MPC_t é o valor do atraso, gerado a partir de uma distribuição exponencial decrescente, cuja média é igual ao azimute médio de cada agrupamento. São gerados 500 valores por agrupamento;

- $\tau_{avg}(i)$ é o atraso médio de cada *cluster*, obtido a partir dos valores de atraso dos espalhadores, conforme a Equação 4.13;
- $\tau_{min}(i)$ é o atraso mínimo de cada agrupamento, obtido a partir dos valores de atraso dos espalhadores;
- a função $\text{exprnd}(\cdot)$, do MATLAB, gera amostras possuindo uma distribuição exponencial, com valor médio (\cdot) .

Os valores de azimute para o agrupamento local são gerados de acordo com a Equação 4.31.

$$MPC_f(1) = \text{unifrnd}(-\pi, \pi) \quad (4.31)$$

onde

- i é o número do agrupamento;
- $MPC_f(1)$ é o valor do azimute, gerado a partir de uma distribuição uniforme entre $-\pi$ e π . São gerados 500 valores;
- a função $\text{unifrnd}(a, b)$, do MATLAB, gera amostras possuindo uma distribuição uniforme, entre a e b .

Os valores de azimute para os *clusters* adicionais são gerados de acordo com a Equação 4.32.

$$MPC_f(i) = fiavg(i) \pm \text{exprnd}(\text{abs}(fiavg(i))) \quad (4.32)$$

onde

- i é o número do agrupamento adicional, $i \geq 2$;
- $fiavg(i)$ é o azimute médio de cada agrupamento, obtido a partir dos valores de azimutes dos espalhadores dos *clusters* adicionais, conforme a Equação 4.15;
- o sinal \pm possibilita a geração de uma distribuição exponencial decrescente a partir do valor médio. É conseguido utilizando-se números aleatórios inteiros positivos e negativos como expoentes, tendo como base o número -1 ;

- $MPC_f(i)$ é o valor do azimute, gerado a partir de uma distribuição laplaciana. São gerados 500 valores;
- a função $exprnd(\cdot)$, do MATLAB, gera amostras possuindo uma distribuição exponencial, com valor médio (\cdot) .

A Figura 4.9 mostra as distribuições de atraso e azimute, entre os agrupamentos local e adicional.

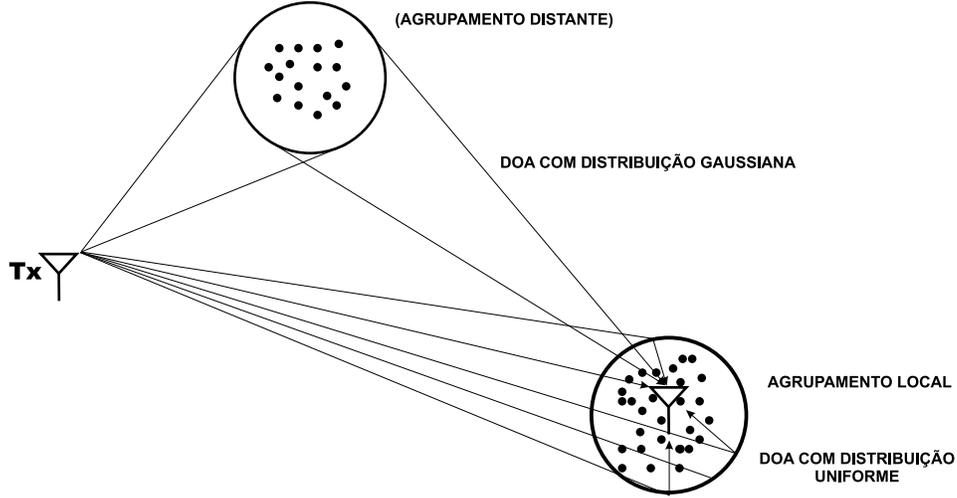


Figura 4.9: Distinção entre o agrupamento local e o agrupamento adicional.

Após a escolha dos componentes MPCs dos *clusters*, passa-se à seleção dos componentes (pelo critério da potência ou equivalentemente pelo critério do valor do atraso), seguida pela atribuição dos componentes selecionados a um determinado *tap*, conforme explicado anteriormente. Desta forma, cada um dos *taps* possui um número diferente de componentes MPCs e outros *taps* podem até não possuir nenhum destes componentes.

4.2.4.10 Determinação da matriz de correlação espacial

Para cada *tap*, por agrupamento, será gerada a matriz \mathbf{R}_n , conforme a Equação 4.5, repetida aqui por conveniência (Equação 4.33):

$$\mathbf{R}_n = \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \mathbf{a}(\Omega_l) \mathbf{a}^H(\Omega_l) \quad (4.33)$$

O vetor espacial ou *steering vector* $\mathbf{a}(\Omega_l)$ do *array* é obtido de acordo com a Equação 4.34 [19]:

$$\mathbf{a}(\Omega_l) = \begin{bmatrix} a_1(\Omega_l) \\ \vdots \\ a_m(\Omega_l) \\ \vdots \\ a_M(\Omega_l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_1(\Omega_l)e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}e(\Omega_l)r_1} \\ \vdots \\ \gamma_m(\Omega_l)e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}e(\Omega_l)r_m} \\ \vdots \\ \gamma_M(\Omega_l)e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}e(\Omega_l)r_M} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

onde:

- Ω_l corresponde ao azimute de cada componente de múltiplo percurso escolhido, MPC_f , pertencente ao mesmo *tap*, que incide no receptor;
- $\gamma_m(\Omega_l)$ é o padrão da antena m com relação à onda l , ou seja, é a amplificação ou a atenuação de um determinado elemento de antena na direção Ω_l . Sem perda de generalidade, assume-se que todos os γ s são iguais à unidade.
- $\mathbf{e}(\Omega_l)$ é o vetor unitário de incidência, dado de acordo com a Equação 4.35 [19], onde φ corresponde ao azimute de cada MPC_f escolhido, calculado de acordo com as distribuições para cada agrupamento e θ é a elevação da DOA (considerou-se $\theta=0$).

$$\mathbf{e}(\Omega) = [\cos\varphi\cos\theta, \sin\varphi\cos\theta, \sin\theta] \quad (4.35)$$

- \mathbf{r}_m é a posição do elemento m do array. Para um arranjo ULA (*Uniform Linear Array*), a posição de cada elemento do *array* é função do espaçamento entre dois elementos do array (d). É utilizado o espaçamento de 10λ .
- M é o número de antenas do *array*. Os testes foram realizados com duas antenas no receptor ($M=2$);

Os componentes MPCs pertencentes a um mesmo *tap*, formam a matriz \mathbf{R}_n , conforme a Equação 4.33. Em seguida, esta matriz é decomposta em termos da matriz \mathbf{Q}_n de autovetores e da matriz diagonal $\mathbf{\Lambda}_n$ de autovalores, conforme a Equação 4.36 [19]:

$$\mathbf{R}_n = \mathbf{Q}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{Q}_n^H \quad (4.36)$$

4.2.4.11 Geração do sinal de desvanecimento

Inicialmente, são geradas amostras do ruído branco complexo Gaussiano n_{WGN} , conforme a Equação 4.37:

$$n_{WGN} = \sqrt{\sigma}(\text{randn}(M, N) + j(\text{randn}(M, N))) \quad (4.37)$$

onde

- σ é a potência do ruído;
- $\text{randn}(a, b)$ é uma função do MATLAB que gera uma matriz de números aleatórios possuindo uma distribuição normal, possuindo a linhas e b colunas;
- M corresponde ao número da antena;
- N corresponde à quantidade de amostras. É feita a consideração de que o canal é constante durante a duração de uma rajada, ou 148 bits, o que fornece um tempo de 546,42 μs . Desta forma, os coeficientes devem variar a cada 546,42 μs . Por exemplo, para uma duração de simulação igual a 10ms, faz-se 10ms/546,42 μs ou 18.3011. Realizando o arredondamento para cima, obtém-se $N = 19$.

Visando obter baixo esforço computacional, um filtro IIR (*Infinite Impulse Response*) de quarta ordem foi escolhido (filtros de ordens maiores podem ser encontrados em [20]). A função de transferência deste filtro é dada por 4.38:

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} \frac{1}{s^2 + 0.02s + 1} \quad (4.38)$$

Desta forma, as amostras gaussianas passam pelo filtro *Doppler*, implementado de acordo com 4.38, cujos coeficientes são obtidos a partir de 4.39:

$$[a \ b] = \text{bilinear}(1, [1 \ \sqrt{2} + 0.02 \ 2 + 0.02\sqrt{2} \ \sqrt{2} + 0.02 \ 1], f_s) \quad (4.39)$$

Este filtro passa por uma transformação bilinear com frequência de amostragem f_s de, no mínimo, o dobro da frequência Doppler, para se obedecer ao critério de Nyquist. O sinal de desvanecimento é estacionário para um grande número de símbolos transmitidos, pois a frequência *Doppler* é bem menor que a largura de banda do sinal.

Após passar por esta filtragem, em caso de haver comunicação com visada direta, o sinal é somado com a quantidade $\sqrt{k}e^{j2\pi f_{dmax}t}$, onde k é o fator Rice, f_{dmax} é a máxima frequência *Doppler* e t é o tempo. Caso não haja a ocorrência de linha de visada direta, esta soma não ocorre. A probabilidade de ocorrência de linha de visada direta é modelada de acordo com 4.2 [13].

O processo de geração do sinal de desvanecimento, $g_{nm}(t)$, onde n corresponde a cada *tap* do múltiplo modelo ganho - linha de atraso (Figura 4.2), m é o número da antena e t é o tempo, é mostrado na Figura 4.1.

4.2.4.12 Determinação da resposta ao impulso do canal variante no tempo

Visando implementar a correlação espacial e temporal no canal, inicialmente, obtém-se o menor valor de atraso dentre os agrupamentos, τ_{inf} . No caso, implementou-se dois agrupamentos: o local e um distante. Cada componente MPC terá o seu *tap* associado de acordo com a Equação 4.40:

$$\eta_{tap} = \text{ceil}\left(\frac{MPC_t - \tau_{inf}}{T_d}\right) \quad (4.40)$$

onde:

- η_{tap} corresponde ao número do *tap*;
- MPC_t corresponde ao atraso de cada componente MPC;
- τ_{inf} corresponde ao menor valor de atraso dos MPCs;
- T_d é a resolução temporal entre cada *tap*;
- ceil é função do MATLAB que realiza o arredondamento para cima.

Em seguida, passa-se a geração da matriz \mathbf{H}_{fi} , cujas linha correspondem ao número do *tap* e cujas colunas correspondem à quantidade de MPCs para aquele

tap. O seu conteúdo contém os azimutes dos MPCs que foram selecionados (critério de potência). Desta forma, esta matriz pode conter zeros.

A matriz \mathbf{R} , calculada de acordo com a Equação 4.33, apanha os azimutes da matriz \mathbf{H}_{f_i} , por linha, ou seja, cada *tap* possui uma matriz \mathbf{R} correspondente. Neste caso, cada matriz \mathbf{R} é uma matriz quadrada de dimensão 2, haja a vista que são consideradas duas antenas na recepção. Vale frisar que é considerado o espaçamento igual a 10λ .

A matriz \mathbf{R} é decomposta de acordo com a Equação 4.36. As matrizes \mathbf{Q}_n e $\mathbf{\Lambda}_n$ são quadradas de dimensão 2.

Para a correlação temporal, há uma rotina que possui como entradas:

- A probabilidade de ocorrência de visada. Internamente, é feito um sorteio e em caso de haver linha de visada, ocorre a soma do sinal que sai do filtro *Doppler* com o sinal $\sqrt{k}e^{j2\pi f_{dmax}t}$. Sem perda de generalidade, $k = 1$. A variável t é igual à variável N .
- A frequência de *Doppler*, F_d , cujo valor é igual a $\frac{vf_C}{36 \cdot 10^{-4}c}$, onde v é a velocidade do móvel (em km/h), f_C é a frequência da portadora (em MHz) e c é a velocidade da luz (em km/s). Para $v = 50$, $f_C = 1800$ e $c = 300.000$, a frequência *Doppler* vale 83,33 Hz;
- O número de antenas, M , cujo valor é igual a 2;
- A quantidade de amostras, N . É feita a consideração de que o canal é constante durante a duração de uma rajada, ou 148 bits, o que fornece um tempo de 546,42 μs . Desta forma, os coeficientes devem variar a cada 546,42 μs . Por exemplo, para uma duração de simulação igual a 10ms, faz-se 10ms/546,42 μs ou 18,3011. Realizando o arredondamento para cima, obtém-se $N = 19$.

Com estes argumentos de entrada, a rotina fornece a matriz \mathbf{g} , contendo M linhas por N colunas.

A partir das matrizes \mathbf{Q}_n , $\mathbf{\Lambda}_n$ (ambas são quadradas de dimensão 2) e a matriz \mathbf{g} (contendo 2 linhas por N colunas), passa-se à utilização da Equação 4.41. Esta Equação considera os MPCs que estão no mesmo *tap* e no mesmo agrupamento.

$$\mathbf{H}(m, n) = \sqrt{P_i} \mathbf{Q}_n \sqrt{\Lambda_n} \mathbf{g}_n[m] \quad (4.41)$$

onde:

- P_i é o sombreamento de cada agrupamento, calculado na Equação 4.16;
- \mathbf{Q}_n é obtida a partir da decomposição realizada na Equação 4.36. Possui dimensão $M \times M$ ou 2×2 ;
- Λ_n é obtida a partir da decomposição realizada na Equação 4.36. Possui dimensão $M \times M$ ou 2×2 ;
- n corresponde à quantidade de amostras, dependente do tempo de simulação, conforme explicado anteriormente;
- m corresponde ao número da antena. Nos testes, m varia de 1 a 2;
- $\mathbf{g}_n[m]$ corresponde a uma amostra do sinal de desvanecimento, por *tap*, descrita anteriormente;
- A matriz $\mathbf{H}(m, n)$ contém os coeficientes variantes no tempo, para apenas um único *tap*, e por agrupamento, para as duas antenas na recepção. A Equação 4.4 informa que os todos os coeficientes que pertencem a um mesmo *tap* são somados, independentemente do agrupamento que estiverem. Desta forma, é feita uma soma dos coeficientes associados a cada agrupamento.

Este processo é repetido para todos os *taps* restantes, de tal forma que, para um determinado instante, os coeficientes mostrados na Figura 4.2, correspondem aos elementos da correspondente coluna de cada matriz $\mathbf{H}(m, n)$.

4.3 Validação do canal

A validação do canal implementado está baseada nas especificações do Relatório Técnico [21], elaborado pelo 3GPP (3rd Generation Partnership Project). De acordo com este documento, uma realização típica do canal COST259, para o cenário típico urbano apresenta, em média, a quantidade de percursos (número

Tabela 4.2: Canal para cenário Típico Urbano

Número do <i>tap</i>	Tempo relativo (μs)	Potência relativa média (dB)	Espectro <i>Doppler</i>
1	0	-5,7	Clássico
2	0,217	-7,6	Clássico
3	0,512	-10,1	Clássico
4	0,514	-10,2	Clássico
5	0,517	-10,2	Clássico
6	0,674	-11,5	Clássico
7	0,882	-13,4	Clássico
8	1,230	-16,3	Clássico
9	1,287	-16,9	Clássico
10	1,311	-17,1	Clássico
11	1,349	-17,4	Clássico
12	1,533	-19,0	Clássico
13	1,535	-19,0	Clássico
14	1,622	-19,8	Clássico
15	1,818	-21,5	Clássico
16	1,836	-21,6	Clássico
17	1,884	-22,1	Clássico
18	1,943	-22,6	Clássico
19	2,048	-23,5	Clássico
20	2,140	-24,3	Clássico

de *taps*), tempo relativo (atraso), potência relativa média (em dB) e o espectro *Doppler*, mostrados na tabela 4.2.

Para uma antena na recepção, o *power delay profile* é um vetor linha, contendo a média (de l realizações do canal) do quadrado do módulo dos coeficientes variantes no tempo $h(k, m)$, obtidos a partir das matrizes \mathbf{H} (Equação 4.41), conforme a Equação 4.42.

$$pdp(k, m) = \frac{\sum_1^l |h(k, m)|^2}{k} \quad (4.42)$$

onde:

- pdp é um vetor linha;
- k corresponde ao *tap*.
- m corresponde à antena;
- l corresponde ao número de realizações do canal.

O comportamento da potência relativa média em função do tempo relativo é mostrado na Figura 4.10, para o canal especificado conforme os valores da tabela acima e para uma média de 150 realizações do canal implementado, considerando-se a antena 1.

Na Figura 4.10, mostra-se que tanto o canal simulado, como o canal especificado pelo 3GPP apresentam o comportamento da potência decrescente com o aumento do atraso, ou, em outras palavras, os componentes MPCs que apresentam atrasos maiores "chegam" com potência cada vez menores.

A Figura 4.11 mostra o comportamento dos *taps* 1 e 2 em função do tempo, mostrando os desvanecimentos. Percebe-se que o canal pode ser considerado constante durante o intervalo de tempo de uma rajada, que vale aproximadamente $546\mu s$

A Figura 4.12 mostra a distribuição da amplitude de um *tap* do canal. Para todos os *taps*, a distribuição é do tipo Rayleigh.

A título de exemplo, a resposta do canal em magnitude está mostrada na Figura 4.13, para a primeira antena do array, com espaçamento $\lambda/2$, estando o receptor a 100km/h, para o sistema GSM.

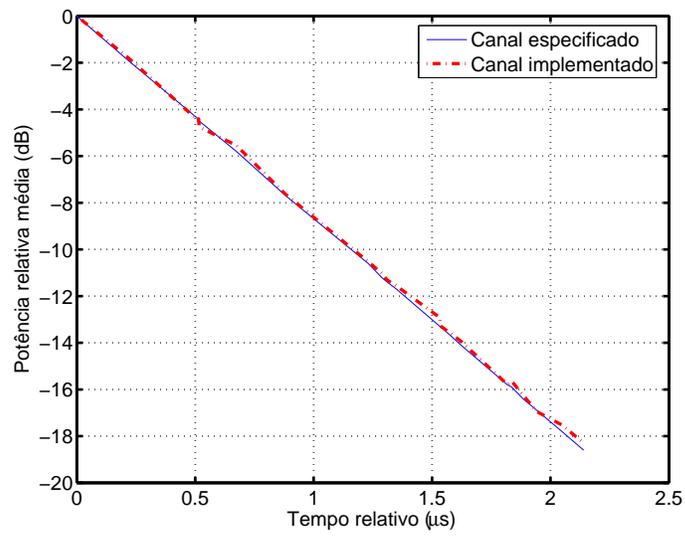


Figura 4.10: Comportamento da potência relativa média em função do atraso, para o canal especificado e para o canal implementado.

Na Figura 4.13, percebe-se a evolução temporal do canal e o decaimento da potência do sinal com o aumento do atraso.

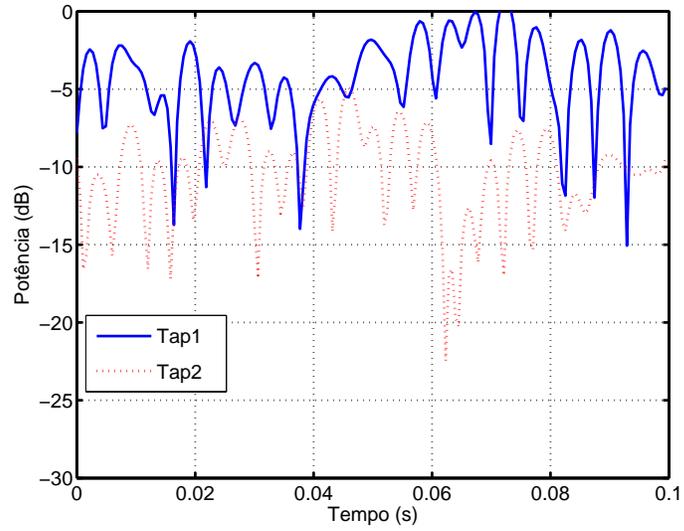


Figura 4.11: Evolução temporal dos taps 1 e 2 do canal implementado.

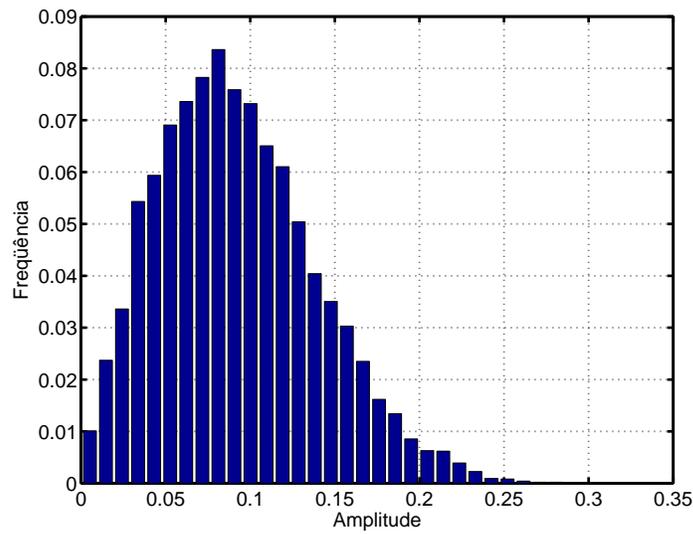


Figura 4.12: Distribuição de um dos *taps* do canal implementado.

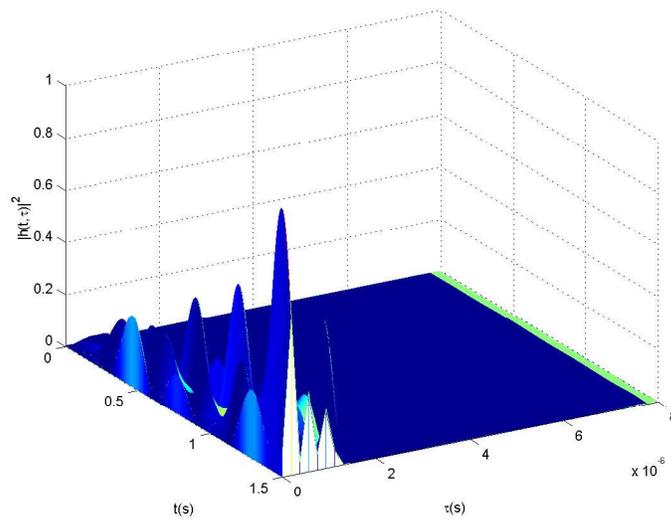


Figura 4.13: Resposta em amplitude do canal na antena 1, velocidade 100km/h e espaçamento de $\lambda/2$.

Capítulo 5

Implementação

Este capítulo descreverá o programa de simulação, em nível de diagrama em blocos, justificando a maneira como o mesmo está implementado.

5.1 Características da implementação

A implementação realizada neste trabalho é do tipo Monte-Carlo, cujos resultados são extraídos a partir da BER, obtida pela comparação, em banda base, de uma seqüência aleatória de bits de entrada com a correspondente seqüência resultante, estimada pelo receptor.

5.2 Detalhes da implementação

A representação complexa em banda base possui as seguintes vantagens

- redução da taxa de amostragem;
- redução do tempo de simulação;
- redução do consumo de memória.

Desta forma a implementação deste trabalho é feita em banda-base, no MATLAB, de acordo com o diagrama de blocos mostrado na Figura 5.1.

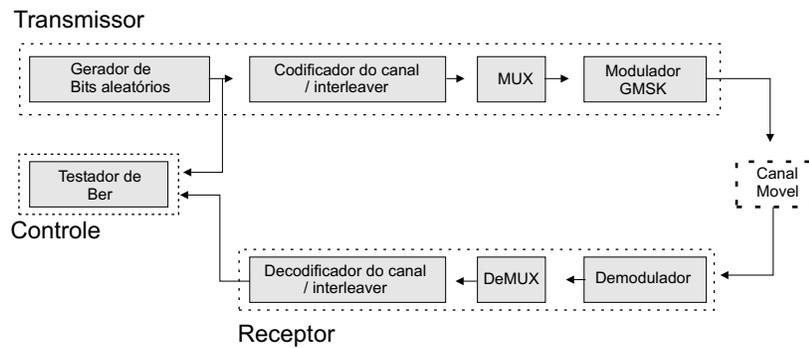


Figura 5.1: Diagrama em blocos ilustrando a estrutura de dados da implementação.

5.2.1 Transmissor

O transmissor consiste de três blocos implementados em cinco funções, conforme o diagrama em blocos mostrado na Figura 5.2.



Figura 5.2: Diagrama em blocos do transmissor.

5.2.1.1 Gerador de bits aleatórios

O objetivo deste bloco é produzir dados aleatórios, que serão enviados para o bloco codificador de canal/*Interleaver*. O gerador de bits aleatórios emula o codificador de voz.

Entradas do bloco gerador de bits aleatórios:

- 260 bits oriundos do codificador de voz do GSM.

Saídas do bloco gerador de bits aleatórios:

- 260 bits, gerados aleatoriamente.

5.2.1.2 Codificador de canal

O objetivo do bloco codificador de canal é implementar a codificação, realizada no GSM, dos 260 bits oriundos do codificador de voz.

Entradas do bloco codificador de canal:

- vetor linha de 260 bits, contendo a seqüência de dados a ser transmitida.

Saídas do bloco codificador de canal:

- vetor linha de 456 bits, contendo a seqüência de dados codificada, conforme as recomendações de [22].

5.2.1.3 *Interleaver*

Este bloco reordena um grupo de bits de acordo com [22], diminuindo a probabilidade de perda de uma rajada inteira durante a transmissão, através da dispersão dos erros. Estando os erros menos concentrados, torna-se mais fácil corrigí-los.

Entradas do bloco *Interleaver*:

- última seqüência de 456 bits, retornada pelo codificador do canal;
- penúltima seqüência de 456 bits, retornada pelo codificador do canal.

Saídas do bloco *Interleaver*:

- matriz contendo quatro linhas, onde cada linha corresponde a uma seqüência de 114 bits, formada a partir das metades das duas seqüências de entrada do bloco. A outra metade destas duas seqüências é processada, passando os dois blocos de entrada novamente pelo *Interleaver*. A seqüência existente na primeira linha é transmitida primeiro. A seqüência existente na segunda linha é transmitida em seguida e assim sucessivamente, até a quarta linha.

5.2.1.4 Multiplexador (MUX)

O bloco MUX recebe uma seqüência de 114 bits, oriundas do bloco *Interleaver* e produz os quadros de rajada normal do GSM, conforme as recomendações de [4].

Entradas do bloco MUX:

- uma seqüência de 114 bits, oriundas do bloco *Interleaver*;

- uma seqüência de treinamento de 26 bits, a ser inserida na rajada normal do GSM .

Saídas do bloco MUX:

- uma seqüência GSM, de 148 bits, contendo os bits de cauda, bits de informação, bits de controle e uma seqüência de treinamento.

5.2.1.5 Modulador GMSK

O bloco modulador GMSK tem como objetivo:

- realizar a codificação diferencial dos 148 bits oriundos do bloco MUX;
- realizar a modulação GMSK, de acordo com as recomendações dadas em [4]

Entradas do bloco modulador GMSK:

- seqüência de 148 bits (rajada normal), oriundas do bloco MUX;
- taxa de superamostragem, definida pela razão entre a freqüência de amostragem e a taxa de bit;
- produto da largura de banda pela duração do tempo de bit (GSM);
- tempo de duração de um bit, em segundos. A fase do sinal modulado em GMSK possui duração igual a cinco vezes este tempo;

Saídas do bloco modulador GMSK:

- componentes em fase e em quadratura, obtidas após a modulação da rajada.

5.2.2 Canal móvel

O canal móvel utilizado é baseado nas recomendações do COST 259. Este canal foi modelado como um filtro linear com linhas de atraso e taps variantes no tempo.

Entradas do bloco canal móvel:

- velocidade do móvel, em km/h. Utilizada no cálculo da frequência Doppler. Os testes foram realizados com o receptor a uma velocidade de 50 km/h;
- frequência da portadora, em MHz. Utilizada no cálculo da frequência Doppler e do comprimento de onda, que determina o vetor direcional. Foi utilizada uma portadora na frequência de 1.800 MHz;
- altura média da estação base, em metros. Utilizada no cálculo da probabilidade de ocorrência de linha de visada (LOS). O valor da altura média da estação base considerada é de 30 m;
- altura média dos edifícios, em metros. Utilizada no cálculo da probabilidade de ocorrência de linha de visada (LOS). O valor da altura média dos edifícios considerada é de 15 m;
- distância de corte (*cut-off*), em km. Utilizada no cálculo da probabilidade de ocorrência de linha de visada (LOS). Caso a distância entre a estação móvel e a estação base estejam separadas em uma distância maior que a distância de corte, a probabilidade de ocorrência de linha de visada é nula. O valor da distância de corte considerada é de 0,5 km;
- número de antenas do arranjo de antenas alinhados com espaçamento uniforme (ULA - *Uniform Linear Array*) na recepção. O número de antenas na recepção é igual a 2;
- espaçamento entre as antenas do arranjo ULA da recepção, em metros. Serve para determinar o vetor direcional. O valor de espaçamento considerado é de 10λ ;
- duração do tempo de simulação, em segundos.

Saídas do bloco canal móvel:

- matriz de coeficientes variantes no tempo, por tap. Suas linhas correspondem ao número de antenas e as colunas correspondem ao número de amostras, obtidos a partir da duração do tempo de simulação. A quantidade de matrizes geradas é igual ao número de *taps*.

5.2.3 Receptor

O diagrama de blocos do receptor está ilustrado na Figura 5.3.

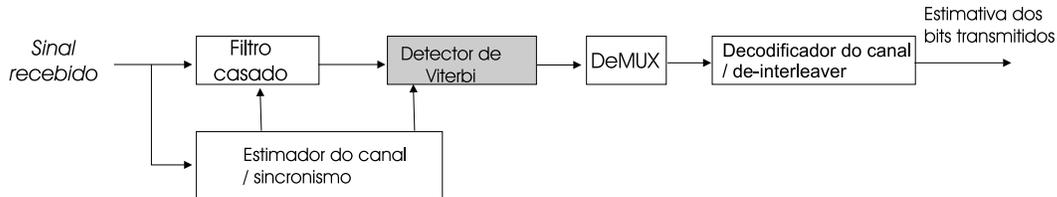


Figura 5.3: Diagrama em blocos do receptor.

5.2.3.1 Sincronização, Estimação do canal e Filtragem casada

Os blocos filtro casado e estimador do canal/sincronização possuem os seguintes objetivos:

- remover o formato do pulso, inserido pelo transmissor;
- eliminar os efeitos do canal através da equalização;
- encontrar os pontos ótimos de amostragem para as rajadas.

Entradas dos blocos filtro casado e estimador do canal/sincronização:

- representação complexa em banda base do sinal recebido, modulado em GMSK, oriunda do canal móvel;
- comprimento da resposta ao impulso do filtro casado. Possui duração máxima igual a cinco vezes a duração do tempo de bit;
- representação modulada da seqüência de treinamento utilizada na transmissão da rajada;
- taxa de superamostragem.

Saídas dos blocos filtro casado e estimador do canal/sincronização:

- representação complexa em banda base do sinal recebido, após a filtragem casada;
- autocorrelação da estimativa da resposta ao impulso do canal.

5.2.3.2 Detector de Viterbi

A parte do receptor que realiza a detecção da sequência recebida é o detector MLSE, implementado como um equalizador de Viterbi.

Entradas do bloco detector de Viterbi:

- vetor contendo a sequência complexa de amostras, oriundas do filtro casado. Cada amostra corresponde a um símbolo;
- vetor contendo a sequência complexa da autocorrelação da resposta ao impulso do canal;
- número de elementos do vetor de autocorrelação.

Saídas do bloco detector de Viterbi:

- sequência estimada dos bits transmitidos.

5.2.4 De-multiplexador

O bloco de-multiplexador tem como objetivo extrair os sub-vetores de informação diretamente de uma rajada e formar um único vetor, a partir destes dois sub-vetores.

Entrada do bloco de-multiplexador:

- sequência de bits, oriunda do bloco detector de Viterbi.

Saída do bloco de-multiplexador:

- sequência embaralhada de 114 bits, contendo a estimativa dos bits transmitidos, contendo a informação.

5.2.5 De-*interleaver*

O bloco de-*interleaver* tem como objetivo reordenar os bits que foram embaralhados pelo *Interleaver*. Este bloco adquire oito instâncias de 57 bits, correspondentes à estimativa de dois blocos de 456 bits, produzidos pelo decodificador de canal.

Entrada do bloco de-*interleaver*:

- matriz contendo oito instâncias alinhadas de 57 bits de informação, ainda embaralhadas. O arranjo é feito de forma que a instância mais antiga localize-se na primeira linha e a instância mais recente localize-se na última linha desta matriz.

Saída do bloco de-*interleaver*:

- bloco de código recebido, contendo os bits oriundos das oitos instâncias de 57 bits, reordenados.

5.2.6 Decodificador do canal

O bloco decodificador do canal realiza a decodificação das oito instâncias, oriundas do bloco de-*interleaver*.

Entrada do bloco decodificador de canal:

- vetor de 456 bits, contendo a seqüência de dados codificada, estimada pelo bloco detector de Viterbi. O formato desta seqüência deve estar de acordo com as recomendações de [22].

Saídas do bloco decodificador de canal:

- vetor de 260 bits correspondentes à seqüência de dados decodificada;
- flag, para a verificação de erros na saída decodificada;
- estimativa dos 3 bits de paridade inseridos no transmissor.

5.2.7 Testes

A contribuição deste trabalho está na investigação do quanto se ganha ao utilizar diversidade temporal com transmissão atrasada do sinal por uma segunda antena no receptor e diversidade espacial com o uso de duas antenas no receptor. Investiga-se em que condições torna-se vantajoso utilizar apenas uma ou ambas as soluções. Para tal, é feita a comparação da taxa de erro de bit para as seguintes configurações:

- Sistema com 1 antena na transmissão e 1 antena na recepção;

- Sistema com 2 antenas na transmissão e 1 antena na recepção;
- Sistema com 2 antenas na transmissão, com atraso relativo variável e 1 antena na recepção;
- Sistema com 1 antena na transmissão e 2 antenas na recepção, com espaçamento variável.

5.2.8 Fluxo de simulação

O algoritmo básico de simulação é:

for n=1:Número de blocos

Gerador de bits aleatórios

Codificador do canal

Interleaver/MUX

for rajadas geradas

Modulador GMSK

Canal móvel

Filtragem casada

Detector de Viterbi

De-multiplexador

end

De-interleaver

Decodificador do canal

Contagem de erros

end

Capítulo 6

Resultados

Este capítulo mostra os resultados das simulações realizadas em um sistema composto por duas antenas no transmissor e duas antenas no receptor. No transmissor, a diversidade temporal é obtida através da transmissão atrasada do sinal pela segunda antena e a diversidade espacial é obtida através do afastamento entre estas antenas. No receptor, pode-se obter diversidade espacial a partir de suas duas antenas espaçadas entre si. Inicialmente, determina-se o atraso relativo ótimo entre as duas antenas no transmissor que proporciona o melhor desempenho, a partir da análise do comportamento da taxa de erro de bit em função do atraso relativo, que varia de zero até cinco vezes a duração do tempo de bit. Em outras palavras, investiga-se sob que condição a utilização da diversidade temporal no transmissor (sem considerar diversidade espacial no transmissor e no receptor) proporciona o melhor desempenho. Em seguida, são analisadas as seguintes configurações multi-antena no transmissor e no receptor:

- Sem diversidade - No transmissor, as duas antenas emitem o sinal simultaneamente e estão próximas entre si. No receptor, somente o sinal recebido pela sua primeira antena é demodulado;
- Diversidade temporal no transmissor - No transmissor, as duas antenas estão próximas entre si e a segunda antena emite o sinal com atraso igual ao atraso ótimo em relação à primeira antena. No receptor, somente o sinal recebido pela sua primeira antena é demodulado;
- Diversidade espacial no transmissor - No transmissor, as duas antenas emitem

o sinal simultaneamente e estão separadas em 2 metros. No receptor, somente o sinal recebido pela sua primeira antena é demodulado;

- Diversidade espaço-temporal no transmissor - No transmissor, as duas antenas estão separadas em 2 metros e a segunda antena emite o sinal com atraso igual ao atraso ótimo em relação à primeira antena. No receptor, somente o sinal recebido pela sua primeira antena é demodulado;
- Diversidade espacial no receptor - No transmissor, as duas antenas emitem o sinal simultaneamente e estão próximas entre si. No receptor, as antenas estão separadas em 10λ (aproximadamente 1,6 metros para o GSM 1900) e o sinal demodulado é obtido a partir dos sinais recebidos pelas duas antenas;
- Diversidade espacial no transmissor e diversidade espacial no receptor - No transmissor, as duas antenas emitem o sinal simultaneamente e estão separadas em 2 metros. No receptor, as antenas estão separadas em 10λ (aproximadamente 1,6 metros para o GSM 1900) e o sinal demodulado é obtido a partir dos sinais recebidos por essas antenas;
- Diversidade temporal no transmissor e diversidade espacial no receptor - No transmissor, as duas antenas estão próximas entre si e a segunda antena emite o sinal com atraso igual ao atraso ótimo em relação à primeira antena. No receptor, as antenas estão separadas em 10λ (aproximadamente 1,6 metros para o GSM 1900) e o sinal demodulado é obtido a partir dos sinais recebidos por essas antenas;
- Diversidade espaço-temporal no transmissor e diversidade espacial no receptor - No transmissor, as duas antenas estão separadas em 2 metros e a segunda antena emite o sinal com atraso igual ao atraso ótimo em relação à primeira antena. No receptor, as antenas estão separadas em 10λ (aproximadamente 1,6 metros para o GSM 1900) e o sinal demodulado é obtido a partir dos sinais recebidos por essas antenas.

6.1 Considerações gerais sobre os *setups* de simulação

Em todas as simulações, o sinal r_1 , recebido pela antena 1 do receptor, é expresso pela Equação 6.1

$$r_1 = r_{11} + r_{12} \quad (6.1)$$

onde:

- r_{11} é o sinal recebido pela antena 1 do receptor, oriundo da antena 1 do transmissor;
- r_{12} é o sinal recebido pela antena 1 do receptor, oriundo da antena 2 do transmissor.

Da mesma forma, o sinal r_2 , recebido pela antena 2 do receptor, é expresso pela Equação 6.2

$$r_2 = r_{21} + r_{22} \quad (6.2)$$

onde:

- r_{21} é o sinal recebido pela antena 2 do receptor, oriundo da antena 1 do transmissor;
- r_{22} é o sinal recebido pela antena 2 do receptor, oriundo da antena 2 do transmissor.

6.2 Atraso relativo ótimo para a diversidade temporal no transmissor

6.2.1 Setup da simulação

O objetivo desta simulação é verificar em que condições, a diversidade temporal no transmissor (obtida pela transmissão atrasada do sinal pela segunda antena,

cujo atraso relativo varia aleatoriamente na faixa de $0T_b$ a $5T_b$, onde T_b é o tempo de duração do bit e vale $3,692\mu s$) proporciona o melhor desempenho. No receptor, somente o sinal recebido pela primeira antena é demodulado. No transmissor, as antenas estão bastante próximas entre si. Esta simulação é realizada para uma relação sinal-ruído fixa e igual a 12 dB.

A frequência de amostragem é obtida, considerando-se que o canal não muda durante a transmissão de uma rajada (148 bits). O tempo de duração da rajada é calculado na Equação 6.3:

$$T_r = 148 \times T_b = 148 \times 3,692\mu s = 546,42\mu s \quad (6.3)$$

Ou seja, o canal não muda a cada T_r , sendo o período de amostragem do canal igual a $546,42\mu s$. A frequência de amostragem é dada pela Equação 6.4:

$$f_s = \frac{1}{546,42\mu s} = 1,83kHz \quad (6.4)$$

Desta forma, a cada $546,42\mu s$, são obtidas novas amostras dos coeficientes do canal.

O atraso inserido pela segunda antena de transmissão não faz com que seus sinais passem por canais distintos. Ou seja, a resposta ao impulso do canal não é diferente, na transmissão do sinal e de sua versão atrasada. O sinal na saída do bloco modulador GMSK, é dado em termos das componentes em fase, I e em quadratura, Q . Os sinais transmitidos por cada antena são expressos conforme a Equação 6.5:

$$\begin{aligned} s_1 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ) \\ s_2 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ) \end{aligned} \quad (6.5)$$

onde o fator $(I + jQ)$ está normalizado. Desta forma, a potência de cada sinal é dada conforme a Equação 6.6:

$$\begin{aligned} P_1 &= \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5 \\ P_2 &= \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5 \end{aligned} \quad (6.6)$$

ou seja, a potência transmitida é dividida para cada antena.

A relação sinal-ruído, SNR, é expressa conforme a equação 6.7:

$$SNR = 10 \log\left(\frac{VarS}{VarR}\right) \quad (6.7)$$

onde VarS é a variância do sinal e VarR é a variância do ruído.

Desta forma, a variância do ruído, VarR, em função da relação sinal-ruído, SNR, e da variância do sinal, VarS, é dada pela Equação 6.8:

$$VarR = \frac{VarS}{10^{\frac{SNR}{10}}} \quad (6.8)$$

O ruído, n , é expresso conforme a Equação 6.9:

$$n = A(r_I + jr_Q) \quad (6.9)$$

onde:

- O fator A é igual a $\sqrt{\frac{VarR}{2}}$;
- r_I e r_Q são seqüências aleatórias normais com média zero e variância unitária;
- A seqüência de ruído possui o mesmo comprimento que a seqüência das componentes I e Q .

O sinal recebido pela antena 1, r_{11} oriundo da transmissão de s_1 , é expresso pela Equação 6.10:

$$r_{11} = s_1 \star h_1 + n_1 \quad (6.10)$$

onde:

- h_1 contém os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 1 (antena 1) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_1 é o ruído presente na transmissão antena 1 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.9.

Em virtude do canal não variar durante a transmissão de uma rajada, o sinal recebido pela antena 1, oriundo da transmissão de s_2 , r_{12} , pode ser obtido a partir do sinal r_{11} . A diferença entre ambos é dada pela defasagem proporcionada pelo atraso relativo entre os sinais transmitidos, pois, transmitir um sinal atrasado pelo mesmo canal é equivalente a recebê-lo defasado. Ou seja, o atraso relativo entre os sinais transmitidos é interpretado como uma defasagem na recepção. Desta forma, o sinal r_{12} é expresso pela Equação 6.11:

$$r_{12} = e^{j\phi} s_1 \star h_1 + n_2 \quad (6.11)$$

Na Equação 6.11, n_2 é o ruído presente na transmissão antena 2 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.9. Além do mais, ϕ corresponde à defasagem em radianos, proporcionada pela defasagem no tempo e é dada pela Equação 6.12;

$$\phi = w\tau \quad (6.12)$$

onde w é igual a $2\pi f_C$, sendo f_C igual a 1800 MHz e τ varia aleatoriamente de $0T_b$ a $5T_b$.

Estes sinais são somados, fornecendo o sinal r , conforme a Equação 6.13:

$$r = r_{11} + r_{12} \quad (6.13)$$

Em seguida, o sinal r passa pelo filtro casado e segue o fluxo mostrado na Figura 5.3.

A seqüência transmitida mais provável é comparada com a seqüência transmitida. A taxa de erro de bit pode ser calculada, realizando a sua divisão pela quantidade de vezes em que foi feita a simulação. Este processo é realizado para cada atraso aleatório considerado.

6.2.2 Atraso relativo ótimo

A Figura 6.1 mostra o atraso relativo entre as duas antenas no transmissor que fornece a menor taxa de erro de bit (atraso ótimo), para SNR = 12dB. No receptor, somente o sinal recebido pela sua primeira antena é demodulado, sendo

que o sinal recebido pela antena 2 é desconsiderado, o que equivale a ter somente uma antena no receptor, ou seja, não ocorre diversidade espacial. Os valores de atraso considerados variaram de $0T_b$ a $5T_b$, sendo considerados os valores inteiros e fracionários do tempo de duração de bit (T_b). Para cada valor de atraso aleatório, foi feita uma simulação conforme a descrição acima, onde foi obtida uma taxa de erro de bit para cada valor de atraso.

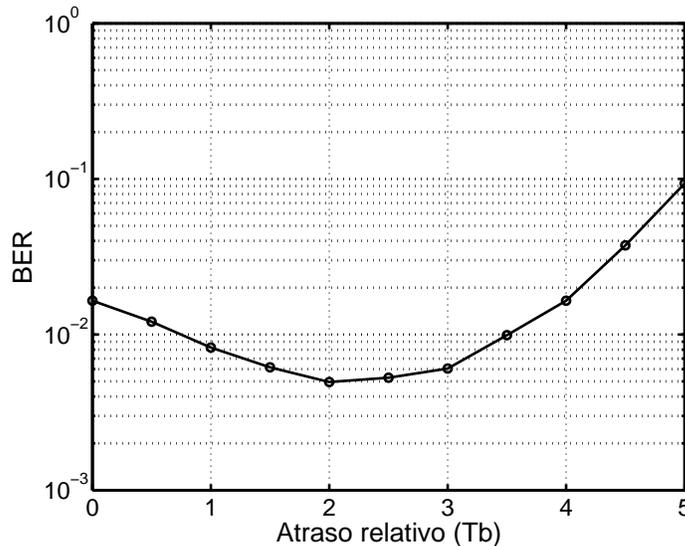


Figura 6.1: Comportamento da BER em função do atraso relativo entre as antenas transmissoras.

A partir da Figura 6.1, conclui-se que o desempenho ótimo, para o ambiente típico urbano, é obtido para o atraso relativo entre as duas antenas igual a $2T_b$, sendo utilizado o modelo de canal COST 259, resultado semelhante ao obtido por [1], que utilizou os canais de teste padrões do GSM voltados para este ambiente.

6.3 Configurações multi-antena no transmissor e no receptor

Em seguida, são testadas e comparadas as taxas de erro de bit para as várias configurações de diversidade temporal e/ou espacial no transmissor e diversidade espacial no receptor. Em todas as configurações, foi incluída a equalização, conforme o diagrama em blocos da Figura 5.3.

6.3.1 Configuração sem diversidade

6.3.1.1 Setup da simulação

No transmissor, as duas antenas estão próximas entre si e emitem o sinal simultaneamente, ou seja, com atraso relativo entre ambas igual a zero. No receptor, somente o sinal recebido pela sua primeira antena é demodulado. Esta simulação é feita para uma relação sinal-ruído, SNR, variável de 3 a 18 dB.

O objetivo desta simulação é verificar o desempenho de um sistema que utiliza duas antenas no transmissor e duas antenas no receptor, porém não utilizam nenhuma técnica de diversidade na transmissão ou na recepção.

A frequência de amostragem é obtida, considerando-se que o canal não muda durante a transmissão de uma rajada (148 bits). O tempo de duração da rajada é calculado na Equação 6.14:

$$T_r = 148 \times T_b = 148 \times 3,692\mu s = 546,42\mu s \quad (6.14)$$

Ou seja, o canal não muda a cada T_r , sendo o período de amostragem do canal igual a $546,42\mu s$. A frequência de amostragem é dada pela Equação 6.15:

$$f_s = \frac{1}{546,42\mu s} = 1,83kHz \quad (6.15)$$

Desta forma, a cada $546,42\mu s$, são obtidas novas amostras dos coeficientes do canal.

O sinal na saída do bloco modulador GMSK, é dado em termos das componentes em fase, I e em quadratura, Q . Os sinais transmitidos por cada antena são expressos conforme a Equação 6.16:

$$\begin{aligned} s_1 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ) \\ s_2 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ) \end{aligned} \quad (6.16)$$

onde o fator $(I + jQ)$ está normalizado. Desta forma, a potência de cada sinal é dada conforme a Equação 6.17:

$$P_1 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5 \quad (6.17)$$

$$P_2 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5$$

ou seja, a potência transmitida é dividida para cada antena.

A relação sinal-ruído, SNR, é expressa conforme a equação 6.18:

$$SNR = 10 \log\left(\frac{VarS}{VarR}\right) \quad (6.18)$$

onde VarS é a variância do sinal e VarR é a variância do ruído.

Desta forma, a variância do ruído, VarR, em função da relação sinal-ruído, SNR, e da variância do sinal, VarS, é dada pela Equação 6.19:

$$VarR = \frac{VarS}{10^{\frac{SNR}{10}}} \quad (6.19)$$

O ruído, n , é expresso conforme a Equação 6.20:

$$n = A(r_I + jr_Q) \quad (6.20)$$

onde:

- O fator A é igual a $\sqrt{\frac{VarR}{2}}$;
- r_I e r_Q são seqüências aleatórias normais com média zero e variância unitária;
- A seqüência de ruído possui o mesmo comprimento que a seqüência das componentes I e Q .

Em virtude da proximidade das antenas no transmissor e da demodulação do sinal ser realizada somente a partir do sinal recebido pela primeira antena do receptor, os sinais oriundos das antenas de transmissão passarão pelo mesmo canal. Em outras palavras, a resposta ao impulso do canal é a mesma, na transmissão do sinal pelas antenas 1 e 2 no transmissor. O sinal recebido pela antena 1, r_{11} , oriundo da transmissão de s_1 , é expresso pela Equação 6.21:

$$r_{11} = s_1 \star h + n_1 \quad (6.21)$$

onde:

- h contém os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 1 (antena 1) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_1 é o ruído presente na transmissão antena 1 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.20.

Em virtude das antenas no transmissor “enxergarem” o mesmo canal e seus sinais serem transmitidos simultaneamente, o sinal recebido pela antena 1 do receptor, oriundo da transmissão de s_1 , r_{11} , é o mesmo que o sinal recebido pela antena 1 do receptor, oriundo da transmissão de s_2 , r_{12} . Desta forma, o sinal recebido pela antena 1 da recepção, oriundo da transmissão de s_2 , r_{12} , pode ser expresso conforme a Equação 6.22:

$$r_{12} = r_{11} \quad (6.22)$$

Estes sinais são somados, fornecendo o sinal r , conforme a Equação 6.23:

$$r = r_{11} + r_{12} \quad (6.23)$$

Em seguida, o sinal r passa pelo filtro casado e segue o fluxo mostrado na Figura 5.3.

A seqüência transmitida mais provável é comparada com a seqüência transmitida. A taxa de erro de bit pode ser calculada, realizando a sua divisão pela quantidade de vezes em que foi feita a simulação. Este processo é realizado para cada valor de relação sinal-ruído, SNR, considerada.

6.3.2 Configuração com diversidade temporal no transmissor

6.3.2.1 Setup da simulação

No transmissor, as duas antenas estão próximas entre si e o sinal da segunda antena é transmitido com um atraso de $(2T_b)$ (atraso relativo ótimo) em relação à

primeira antena. No receptor, somente o sinal recebido pela sua primeira antena é demodulado. Esta simulação é feita para uma relação sinal-ruído, SNR, variável de 3 a 18 dB.

O objetivo desta simulação é verificar o desempenho de um sistema que utiliza duas antenas no transmissor e duas antenas no receptor, utilizando diversidade temporal no transmissor, dada pela transmissão atrasada do sinal pela segunda antena.

A frequência de amostragem é obtida, considerando-se que o canal não muda durante a transmissão de uma rajada (148 bits). O tempo de duração da rajada é calculado na Equação 6.24:

$$T_r = 148 \times T_b = 148 \times 3,692\mu s = 546,42\mu s \quad (6.24)$$

Ou seja, o canal não muda a cada T_r , sendo o período de amostragem igual a $546,42\mu s$. A frequência de amostragem é dada pela Equação 6.25:

$$f_s = \frac{1}{546,42\mu s} = 1,83kHz \quad (6.25)$$

Desta forma, a cada $546,42\mu s$, são obtidas novas amostras dos coeficientes do canal.

O atraso inserido pela segunda antena de transmissão não faz com que seus sinais passem por canais distintos. Ou seja, a resposta ao impulso do canal não é diferente, na transmissão do sinal e de sua versão atrasada. O sinal na saída do bloco modulador GMSK, é dado em termos das componentes em fase, I e em quadratura, Q . Os sinais transmitidos por cada antena são expressos conforme a Equação 6.26:

$$\begin{aligned} s_1 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ) \\ s_2 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ) \end{aligned} \quad (6.26)$$

onde o fator $(I + jQ)$ está normalizado. Desta forma, a potência de cada sinal é dada conforme a Equação 6.27:

$$P_1 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5 \quad (6.27)$$

$$P_2 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5$$

ou seja, a potência transmitida é dividida para cada antena.

A relação sinal-ruído, SNR, é expressa conforme a equação 6.28:

$$SNR = 10 \log\left(\frac{VarS}{VarR}\right) \quad (6.28)$$

onde VarS é a variância do sinal e VarR é a variância do ruído.

Desta forma, a variância do ruído, VarR, em função da relação sinal-ruído, SNR, e da variância do sinal, VarS, é dada pela Equação 6.29:

$$VarR = \frac{VarS}{10^{\frac{SNR}{10}}} \quad (6.29)$$

O ruído, n , é expresso conforme a Equação 6.30:

$$n = A(r_I + jr_Q) \quad (6.30)$$

onde:

- O fator A é igual a $\sqrt{\frac{VarR}{2}}$;
- r_I e r_Q são seqüências aleatórias normais com média zero e variância unitária;
- A seqüência de ruído possui o mesmo comprimento que a seqüência das componentes I e Q .

O sinal recebido pela antena 1, r_{11} oriundo da transmissão de s_1 , é expresso pela Equação 6.31:

$$r_{11} = s_1 \star h_1 + n_1 \quad (6.31)$$

onde:

- h_1 contém os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 1 (antena 1) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;

- \star denota convolução;
- n_1 é o ruído presente na transmissão antena 1 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.30.

Em virtude do canal não variar durante a transmissão de uma rajada, o sinal recebido pela antena 1, oriundo da transmissão de s_2 , r_{12} , pode ser obtido a partir do sinal r_{11} . A diferença entre ambos é dada pela defasagem proporcionada pelo atraso relativo entre os sinais transmitidos, pois, transmitir um sinal atrasado pelo mesmo canal é equivalente a recebê-lo defasado. Ou seja, o atraso relativo entre os sinais transmitidos é interpretado como uma defasagem na recepção. Desta forma, o sinal r_{12} é expresso pela Equação 6.32:

$$r_{12} = e^{j\phi} s_1 \star h_2 + n_2 \quad (6.32)$$

onde h_2 contém os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 1 (antena 1) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;

Na Equação 6.32, n_2 é o ruído presente na transmissão antena 2 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.30. Além do mais, ϕ corresponde à defasagem em radianos, proporcionada pela defasagem no tempo e é dada pela Equação 6.33;

$$\phi = w\tau \quad (6.33)$$

onde w é igual a $2\pi f_C$, sendo f_C igual a 1800 MHz e τ é igual a $2T_b$.

Estes sinais são somados, fornecendo o sinal r , conforme a Equação 6.34:

$$r = r_{11} + r_{12} \quad (6.34)$$

Em seguida, o sinal r passa pelo filtro casado e segue o fluxo mostrado na Figura 5.3.

A seqüência transmitida mais provável é comparada com a seqüência transmitida. A taxa de erro de bit pode ser calculada, realizando a sua divisão pela quantidade de vezes em que foi feita a simulação. Este processo é realizado para cada valor de relação sinal-ruído, SNR, considerada.

6.3.2.2 Ganhos obtidos

A Figura 6.2 mostra o comportamento da taxa de erro de bit, para a configuração sem diversidade e para a configuração com diversidade temporal no transmissor.

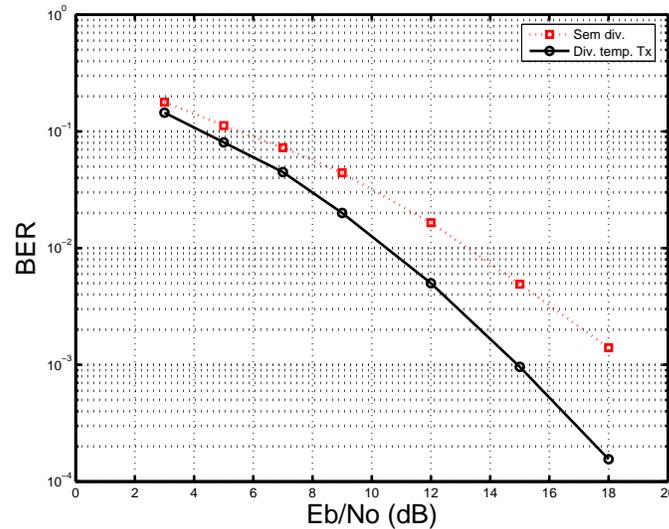


Figura 6.2: Comportamento da taxa de erro de bit para a configuração sem diversidade e para a configuração com diversidade temporal no transmissor.

Na Figura 6.2, o ganho obtido com a utilização da diversidade temporal no transmissor é igual a 2,7 dB, para a taxa de erro de bit igual a 1%. Deve-se lembrar que os sinais transmitidos pelas antenas saem com metade da potência, ou seja, passam por um *splitter*. Desta forma, este ganho corresponde ao ganho de diversidade que se obtém ao se inserir uma segunda antena no transmissor.

6.3.3 Configuração com diversidade espacial no transmissor

6.3.3.1 Setup da simulação

No transmissor, as duas antenas estão separadas em 2 metros e emitem o sinal simultaneamente. No receptor, somente o sinal recebido pela sua primeira antena é demodulado. Esta simulação é feita para uma relação sinal-ruído, SNR, variável de 3 a 18 dB.

O objetivo desta simulação é verificar o desempenho de um sistema que utiliza duas antenas no transmissor e duas antenas no receptor, utilizando diversidade

espacial no transmissor, obtida pelo afastamento das antenas transmissoras.

A frequência de amostragem é obtida, considerando-se que o canal não muda durante a transmissão de uma rajada (148 bits). O tempo de duração da rajada é calculado na Equação 6.35:

$$T_r = 148 \times T_b = 148 \times 3,692\mu s = 546,42\mu s \quad (6.35)$$

Ou seja, o canal não muda a cada T_r , sendo o período de amostragem igual a $546,42\mu s$. A frequência de amostragem é dada pela Equação 6.36:

$$f_s = \frac{1}{546,42\mu s} = 1,83kHz \quad (6.36)$$

Desta forma, a cada $546,42\mu s$, são obtidas novas amostras dos coeficientes do canal.

Em virtude do afastamento das antenas no transmissor, os sinais oriundos das antenas de transmissão passarão por canais diferentes. Ou seja, a resposta ao impulso do canal é diferente na transmissão dos sinais emitidos pelas antenas 1 e 2. O sinal na saída do bloco modulador GMSK, é dado em termos das componentes em fase, I e em quadratura, Q . Os sinais transmitidos por cada antena são expressos conforme a Equação 6.37:

$$\begin{aligned} s_1 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ) \\ s_2 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ) \end{aligned} \quad (6.37)$$

onde o fator $(I + jQ)$ está normalizado. Desta forma, a potência de cada sinal é dada conforme a Equação 6.38:

$$\begin{aligned} P_1 &= \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5 \\ P_2 &= \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5 \end{aligned} \quad (6.38)$$

ou seja, a potência transmitida é dividida para cada antena.

A relação sinal-ruído, SNR, é expressa conforme a equação 6.39:

$$SNR = 10\log\left(\frac{VarS}{VarR}\right) \quad (6.39)$$

onde VarS é a variância do sinal e VarR é a variância do ruído.

Desta forma, a variância do ruído, VarR , em função da relação sinal-ruído, SNR, e da variância do sinal, VarS , é dada pela Equação 6.40:

$$\text{VarR} = \frac{\text{VarS}}{10^{\frac{\text{SNR}}{10}}} \quad (6.40)$$

O ruído, n , é expresso conforme a Equação 6.41:

$$n = A(r_I + jr_Q) \quad (6.41)$$

onde:

- O fator A é igual a $\sqrt{\frac{\text{VarR}}{2}}$;
- r_I e r_Q são seqüências aleatórias normais com média zero e variância unitária;
- A seqüência de ruído possui o mesmo comprimento que a seqüência das componentes I e Q .

O sinal recebido pela antena 1, r_{11} oriundo da transmissão de s_1 , é expresso pela Equação 6.42:

$$r_{11} = s_1 \star h_1 + n_1 \quad (6.42)$$

onde:

- h_1 possui os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 1 (antena 1) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_1 é o ruído presente na transmissão antena 1 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.41.

Em virtude da segunda antena no transmissor “enxergar” um outro canal, o sinal recebido pela antena 1, oriundo da transmissão de s_2 , r_{12} , é expresso pela Equação 6.43:

$$r_{12} = s_2 \star h_2 + n_2 \quad (6.43)$$

onde:

- h_2 possui os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 1 (antena 1) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_2 é o ruído presente na transmissão antena 1 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.41.

Estes sinais são somados, fornecendo o sinal r , conforme a Equação 6.44:

$$r = r_{11} + r_{12} \quad (6.44)$$

Em seguida, o sinal r passa pelo filtro casado e segue o fluxo mostrado na Figura 5.3.

A seqüência transmitida mais provável é comparada com a seqüência transmitida. A taxa de erro de bit pode ser calculada, realizando a sua divisão pela quantidade de vezes em que foi feita a simulação. Este processo é realizado para cada valor de relação sinal-ruído, SNR, considerada.

6.3.4 Configuração com diversidade espacial no receptor

6.3.4.1 Setup da simulação

No transmissor, as duas antenas estão próximas entre si e emitem o sinal simultaneamente, ou seja, com atraso relativo entre ambas igual a zero. No receptor, o sinal recebido pelas antenas 1 e 2, espaçadas entre si, contribuem para demodular o sinal. Esta simulação é feita para uma relação sinal-ruído, SNR, variável de 3 a 18 dB.

O objetivo desta simulação é verificar o desempenho de um sistema que utiliza duas antenas no transmissor e duas antenas no receptor, utilizando diversidade espacial no receptor, obtida pelo afastamento das antenas receptoras em 10λ (aproximadamente 1,6 metros para o GSM 1900).

A frequência de amostragem é obtida, considerando-se que o canal não muda durante a transmissão de uma rajada (148 bits). O tempo de duração da rajada é calculado na Equação 6.45:

$$T_r = 148 \times T_b = 148 \times 3,692\mu s = 546,42\mu s \quad (6.45)$$

Ou seja, o canal não muda a cada T_r , sendo o período de amostragem igual a $546,42\mu s$. A frequência de amostragem é dada pela Equação 6.46:

$$f_s = \frac{1}{546,42\mu s} = 1,83kHz \quad (6.46)$$

Desta forma, a cada $546,42\mu s$, são obtidas novas amostras dos coeficientes do canal.

Em virtude do afastamento das antenas no receptor, os sinais recebidos por estas virão por canais diferentes. Ou seja, cada antena no receptor “verá” uma resposta ao impulso do canal diferente para cada antena 1 e 2 no transmissor. O sinal na saída do bloco modulador GMSK, é dado em termos das componentes em fase, I e em quadratura, Q . Os sinais transmitidos por cada antena são expressos conforme a Equação 6.47:

$$\begin{aligned} s_1 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ) \\ s_2 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ) \end{aligned} \quad (6.47)$$

onde o fator $(I + jQ)$ está normalizado. Desta forma, a potência de cada sinal é dada conforme a Equação 6.48:

$$\begin{aligned} P_1 &= \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5 \\ P_2 &= \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5 \end{aligned} \quad (6.48)$$

ou seja, a potência transmitida é dividida para cada antena.

A relação sinal-ruído, SNR, é expressa conforme a equação 6.49:

$$SNR = 10\log\left(\frac{VarS}{VarR}\right) \quad (6.49)$$

onde VarS é a variância do sinal e VarR é a variância do ruído.

Desta forma, a variância do ruído, VarR , em função da relação sinal-ruído, SNR, e da variância do sinal, VarS , é dada pela Equação 6.50:

$$\text{VarR} = \frac{\text{VarS}}{10^{\frac{\text{SNR}}{10}}} \quad (6.50)$$

O ruído, n , é expresso conforme a Equação 6.51:

$$n = A(r_I + jr_Q) \quad (6.51)$$

onde:

- O fator A é igual a $\sqrt{\frac{\text{VarR}}{2}}$;
- r_I e r_Q são seqüências aleatórias normais com média zero e variância unitária;
- A seqüência de ruído possui o mesmo comprimento que a seqüência das componentes I e Q .

O sinal recebido pela antena 1, r_{11} oriundo da transmissão de s_1 , é expresso pela Equação 6.52:

$$r_{11} = s_1 \star h_1 + n_1 \quad (6.52)$$

onde:

- h_1 contém os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 1 (antena 1) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_1 é o ruído presente na transmissão antena 1 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.51.

O sinal recebido pela antena 1, r_{12} oriundo da transmissão de s_2 , é expresso pela Equação 6.53:

$$r_{12} = s_2 \star h_1 + n_2 \quad (6.53)$$

onde:

- h_1 contém os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 1 (antena 1) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_2 é o ruído presente na transmissão antena 2 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.51.

O sinal recebido pela antena 2, r_{21} oriundo da transmissão de s_1 , é expresso pela Equação 6.54:

$$r_{21} = s_1 \star h_2 + n_3 \quad (6.54)$$

onde:

- h_2 contém os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 2 (antena 2) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_3 é o ruído presente na transmissão antena 1 do transmissor - antena 2 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.51.

O sinal recebido pela antena 2, r_{22} oriundo da transmissão de s_2 , é expresso pela Equação 6.55:

$$r_{22} = s_2 \star h_2 + n_4 \quad (6.55)$$

onde:

- h_2 contém os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 2 (antena 2) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_4 é o ruído presente na transmissão antena 2 do transmissor - antena 2 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.51.

Os sinais correspondentes a cada antena são somados, fornecendo os sinais r_1 e r_2 , conforme a Equação 6.56:

$$r_1 = r_{11} + r_{12} \quad (6.56)$$

$$r_2 = r_{21} + r_{22} \quad (6.57)$$

O sinal recebido que entra no filtro casado, r , é obtido a partir de r_1 e r_2 , realizando-se a técnica *Selection Combining*, que consiste em escolher o sinal com maior valor absoluto, de acordo com as Equação 6.58, 6.59, 6.60:

$$\mathbf{R} = [r'_1 \quad r'_2] \quad (6.58)$$

$$\mathbf{R} = \text{sort}(\mathbf{R}', \text{descend}) \quad (6.59)$$

$$r = \mathbf{R}(1, :) \quad (6.60)$$

onde:

- ', no MATLAB, significa transposição;
- A função *sort* no MATLAB, ordena os valores de uma matriz. Esta ordenação é decrescente;
- $\mathbf{R}(1,:)$ seleciona a primeira coluna da matriz \mathbf{R}

Em seguida, o sinal r passa pelo filtro casado e segue o fluxo mostrado na Figura 5.3.

A seqüência transmitida mais provável é comparada com a seqüência transmitida. A taxa de erro de bit pode ser calculada, realizando a sua divisão pela quantidade de vezes em que foi feita a simulação. Este processo é realizado para cada valor de relação sinal-ruído, SNR, considerada.

A Figura 6.3 mostra o comportamento da taxa de erro de bit, para as seguintes configurações: diversidade temporal no transmissor, diversidade espacial no transmissor e diversidade espacial no receptor.

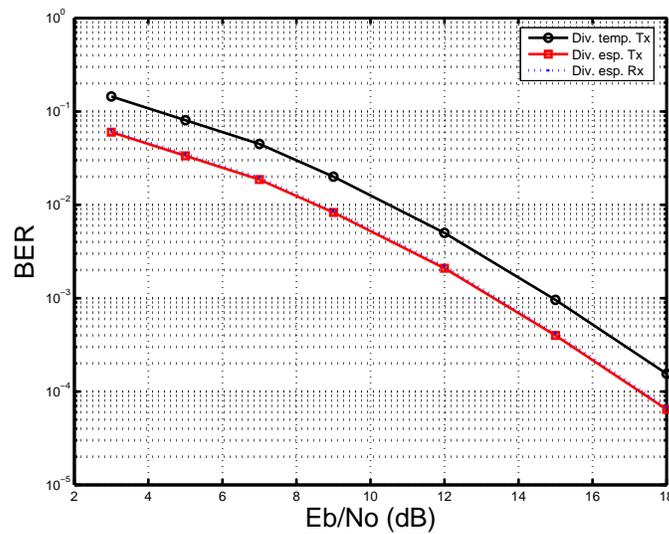


Figura 6.3: Comportamento da taxa de erro de bit para as configurações com diversidade temporal no Tx, diversidade espacial no Tx e diversidade espacial no Rx.

Conforme a Figura 6.3, é mais vantajoso utilizar diversidade espacial (seja no transmissor como no receptor) do que utilizar diversidade temporal no transmissor, obtida pela transmissão atrasada do sinal pela segunda antena. Em virtude da distância entre as antenas transmissoras ser próxima das antenas da recepção (o suficiente para que os sinais se propaguem por canais diferentes e não-correlacionados), as configurações com diversidade espacial somente no transmissor ou somente no receptor apresentaram, praticamente, o mesmo desempenho.

6.3.5 Configuração com diversidade espaço-temporal no transmissor

6.3.5.1 Setup da simulação

No transmissor, as duas antenas estão separadas em 2 metros e o sinal da segunda antena é transmitido com um atraso de $(2T_b)$ (atraso relativo ótimo) em relação à primeira antena. No receptor, somente o sinal recebido pela sua primeira antena é demodulado. Esta simulação é feita para uma relação sinal-ruído, SNR, variável de 3 a 18 dB.

O objetivo desta simulação é verificar o desempenho de um sistema que utiliza duas antenas no transmissor e duas antenas no receptor, utilizando diversidade

espaço-temporal no transmissor, obtida pelo afastamento das antenas transmissoras e pela transmissão atrasada do sinal pela segunda antena.

A frequência de amostragem é obtida, considerando-se que o canal não muda durante a transmissão de uma rajada (148 bits). O tempo de duração da rajada é calculado na Equação 6.61:

$$T_r = 148 \times T_b = 148 \times 3,692\mu s = 546,42\mu s \quad (6.61)$$

Ou seja, o canal não muda a cada T_r , sendo o período de amostragem igual a $546,42\mu s$. A frequência de amostragem é dada pela Equação 6.62:

$$f_s = \frac{1}{546,42\mu s} = 1,83kHz \quad (6.62)$$

Desta forma, a cada $546,42\mu s$, são obtidas novas amostras dos coeficientes do canal.

Em virtude do afastamento das antenas no transmissor, os sinais oriundos das antenas de transmissão passarão por canais diferentes. Ou seja, a resposta ao impulso do canal é diferente na transmissão dos sinais emitidos pelas antenas 1 e 2. Além do mais, o sinal transmitido pela segunda antena, s_2 , é transmitido com uma defasagem equivalente ao atraso temporal de $2T_b$. O sinal na saída do bloco modulador GMSK, é dado em termos das componentes em fase, I e em quadratura, Q . Os sinais transmitidos por cada antena são expressos conforme a Equação 6.63:

$$\begin{aligned} s_1 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ) \\ s_2 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ) \end{aligned} \quad (6.63)$$

onde o fator $(I + jQ)$ está normalizado. Desta forma, a potência de cada sinal é dada conforme a Equação 6.64:

$$\begin{aligned} P_1 &= \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5 \\ P_2 &= \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5 \end{aligned} \quad (6.64)$$

ou seja, a potência transmitida é dividida para cada antena.

A relação sinal-ruído, SNR, é expressa conforme a equação 6.65:

$$SNR = 10 \log\left(\frac{VarS}{VarR}\right) \quad (6.65)$$

onde VarS é a variância do sinal e VarR é a variância do ruído.

Desta forma, a variância do ruído, VarR, em função da relação sinal-ruído, SNR, e da variância do sinal, VarS, é dada pela Equação 6.66:

$$VarR = \frac{VarS}{10^{\frac{SNR}{10}}} \quad (6.66)$$

O ruído, n , é expresso conforme a Equação 6.67:

$$n = A(r_I + jr_Q) \quad (6.67)$$

onde:

- O fator A é igual a $\sqrt{\frac{VarR}{2}}$;
- r_I e r_Q são seqüências aleatórias normais com média zero e variância unitária;
- A seqüência de ruído possui o mesmo comprimento que a seqüência das componentes I e Q .

O sinal recebido pela antena 1, r_{11} oriundo da transmissão de s_1 , é expresso pela Equação 6.68:

$$r_{11} = s_1 \star h_1 + n_1 \quad (6.68)$$

onde:

- h_1 são os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 1 (antena 1) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_1 é o ruído presente na transmissão antena 1 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.67.

Em virtude da segunda antena no transmissor “enxergar” um outro canal, o sinal recebido pela antena 1, oriundo da transmissão de s_2 , r_{12} , é expresso pela Equação 6.69:

$$r_{12} = e^{j\phi} s_2 \star h_2 + n_2 \quad (6.69)$$

onde:

- h_2 possui os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 1 (antena 1) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_2 é o ruído presente na transmissão antena 1 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.41.

Além do mais, ϕ corresponde à defasagem em radianos, proporcionada pela defasagem no tempo e é dada pela Equação 6.70;

$$\phi = w\tau \quad (6.70)$$

onde w é igual a $2\pi f_C$, sendo f_C igual a 1800 MHz e τ é igual a $2T_b$.

Estes sinais são somados, fornecendo o sinal r , conforme a Equação 6.71:

$$r = r_{11} + r_{12} \quad (6.71)$$

Em seguida, o sinal r passa pelo filtro casado e segue o fluxo mostrado na Figura 5.3.

A seqüência transmitida mais provável é comparada com a seqüência transmitida. A taxa de erro de bit pode ser calculada, realizando a sua divisão pela quantidade de vezes em que foi feita a simulação. Este processo é realizado para cada valor de relação sinal-ruído, SNR, considerada.

6.3.6 Configuração com diversidade espacial no transmissor e diversidade espacial no receptor

6.3.6.1 Setup da simulação

No transmissor, as duas antenas estão separadas em 2 metros e emitem o sinal simultaneamente. No receptor, o sinal recebido pelas antenas 1 e 2, espaçadas entre si, contribuem para demodular o sinal. Esta simulação é feita para uma relação sinal-ruído, SNR, variável de 3 a 18 dB.

O objetivo desta simulação é verificar o desempenho de um sistema que utiliza duas antenas no transmissor e duas antenas no receptor, utilizando diversidade espacial no transmissor, obtida pelo afastamento das antenas transmissoras em 2 metros e diversidade espacial no receptor, obtida pelo afastamento das antenas receptoras em 10λ (aproximadamente 1,6 metros para o GSM 1900).

A frequência de amostragem é obtida, considerando-se que o canal não muda durante a transmissão de uma rajada (148 bits). O tempo de duração da rajada é calculado na Equação 6.72:

$$T_r = 148 \times T_b = 148 \times 3,692\mu s = 546,42\mu s \quad (6.72)$$

Ou seja, o canal não muda a cada T_r , sendo o período de amostragem igual a $546,42\mu s$. A frequência de amostragem é dada pela Equação 6.73:

$$f_s = \frac{1}{546,42\mu s} = 1,83kHz \quad (6.73)$$

Desta forma, a cada $546,42\mu s$, são obtidas novas amostras dos coeficientes do canal.

Em virtude do afastamento das antenas no transmissor, os sinais oriundos das antenas de transmissão passarão por canais diferentes. Ou seja, a resposta ao impulso do canal é diferente na transmissão dos sinais emitidos pelas antenas 1 e 2. O sinal na saída do bloco modulador GMSK, é dado em termos das componentes em fase, I e em quadratura, Q . Os sinais transmitidos por cada antena são expressos conforme a Equação 6.74:

$$s_1 = \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ) \quad (6.74)$$

$$s_2 = \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ)$$

onde o fator $(I + jQ)$ está normalizado. Desta forma, a potência de cada sinal é dada conforme a Equação 6.75:

$$P_1 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5 \quad (6.75)$$

$$P_2 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5$$

ou seja, a potência transmitida é dividida para cada antena.

A relação sinal-ruído, SNR, é expressa conforme a equação 6.76:

$$SNR = 10 \log\left(\frac{VarS}{VarR}\right) \quad (6.76)$$

onde VarS é a variância do sinal e VarR é a variância do ruído.

Desta forma, a variância do ruído, VarR, em função da relação sinal-ruído, SNR, e da variância do sinal, VarS, é dada pela Equação 6.77:

$$VarR = \frac{VarS}{10^{\frac{SNR}{10}}} \quad (6.77)$$

O ruído, n , é expresso conforme a Equação 6.78:

$$n = A(r_I + jr_Q) \quad (6.78)$$

onde:

- O fator A é igual a $\sqrt{\frac{VarR}{2}}$;
- r_I e r_Q são seqüências aleatórias normais com média zero e variância unitária;
- A seqüência de ruído possui o mesmo comprimento que a seqüência das componentes I e Q .

O sinal recebido pela antena 1, r_{11} oriundo da transmissão de s_1 , é expresso pela Equação 6.79:

$$r_{11} = s_1 \star h_1 + n_1 \quad (6.79)$$

onde:

- h_1 possui os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 1 (antena 1) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_1 é o ruído presente na transmissão antena 1 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.78.

O sinal recebido pela antena 1, r_{12} oriundo da transmissão de s_2 , é expresso pela Equação 6.80:

$$r_{12} = s_2 \star h_2 + n_2 \quad (6.80)$$

onde:

- h_2 possui os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 1 (antena 1) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_2 é o ruído presente na transmissão antena 2 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.78.

O sinal recebido pela antena 2, r_{21} oriundo da transmissão de s_1 , é expresso pela Equação 6.81:

$$r_{21} = s_{1h} \star h_3 + n_3 \quad (6.81)$$

onde:

- h_3 possui os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 2 (antena 2) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;

- \star denota convolução;
- n_3 é o ruído presente na transmissão antena 1 do transmissor - antena 2 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.78.

O sinal recebido pela antena 2, r_{22} oriundo da transmissão de s_2 , é expresso pela Equação 6.82:

$$r_{22} = s_2 \star h_4 + n_4 \quad (6.82)$$

onde:

- h_4 possui os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 2 (antena 2) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_4 é o ruído presente na transmissão antena 2 do transmissor - antena 2 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.78.

Os canais h_1 a h_4 são aleatórios e não-correlacionados. Desta forma, os sinais correspondentes a cada antena podem ser somados, fornecendo os sinais r_1 e r_2 , conforme a Equação 6.83:

$$r_1 = r_{11} + r_{12} \quad (6.83)$$

$$r_2 = r_{21} + r_{22} \quad (6.84)$$

O sinal recebido que entra no filtro casado, r , é obtido a partir de r_1 e r_2 , realizando-se a técnica *Selection Combining*, que consiste em escolher o sinal com maior valor absoluto, de acordo com as Equação 6.85, 6.86, 6.87:

$$\mathbf{R} = [r'_1 \quad r'_2] \quad (6.85)$$

$$\mathbf{R} = \text{sort}(\mathbf{R}', \text{descend}) \quad (6.86)$$

$$r = \mathbf{R}(1, :) \quad (6.87)$$

onde:

- ', no MATLAB, significa transposição;
- A função *sort* no MATLAB, ordena os valores de uma matriz. Esta ordenação é decrescente;
- $\mathbf{R}(1,:)$ seleciona a primeira coluna da matriz \mathbf{R} .

Em seguida, o sinal r passa pelo filtro casado e segue o fluxo mostrado na Figura 5.3.

A seqüência transmitida mais provável é comparada com a seqüência transmitida. A taxa de erro de bit pode ser calculada, realizando a sua divisão pela quantidade de vezes em que foi feita a simulação. Este processo é realizado para cada valor de relação sinal-ruído, SNR, considerada.

6.3.7 Configuração com diversidade temporal no transmissor e diversidade espacial no receptor

6.3.7.1 Setup da simulação

No transmissor, as duas antenas estão próximas entre si e o sinal da segunda antena é transmitido com um atraso de $(2T_b)$ (atraso relativo ótimo) em relação à primeira antena. No receptor, o sinal recebido pelas antenas 1 e 2, espaçadas entre si, contribuem para demodular o sinal. Esta simulação é feita para uma relação sinal-ruído, SNR, variável de 3 a 18 dB.

O objetivo desta simulação é verificar o desempenho de um sistema que utiliza duas antenas no transmissor e duas antenas no receptor, utilizando diversidade temporal no transmissor, dada pela transmissão atrasada do sinal pela segunda antena e diversidade espacial no receptor, obtida pelo afastamento das antenas transmissoras em 2 metros e diversidade espacial no receptor, obtida pelo afastamento das antenas receptoras em 10λ (aproximadamente 1,6 metros para o GSM 1900).

A frequência de amostragem é obtida, considerando-se que o canal não muda durante a transmissão de uma rajada (148 bits). O tempo de duração da rajada é calculado na Equação 6.88:

$$T_r = 148 \times T_b = 148 \times 3,692\mu s = 546,42\mu s \quad (6.88)$$

Ou seja, o canal não muda a cada T_r , sendo o período de amostragem igual a $546,42\mu s$. A frequência de amostragem é dada pela Equação 6.89:

$$f_s = \frac{1}{546,42\mu s} = 1,83kHz \quad (6.89)$$

Desta forma, a cada $546,42\mu s$, são obtidas novas amostras dos coeficientes do canal.

Em virtude da separação das antenas no receptor, os sinais oriundos das antenas de transmissão passarão por canais diferentes. Ou seja, a resposta ao impulso do canal é a mesma, na transmissão do sinal e de sua versão atrasada apenas para uma mesma antena de recepção. O sinal na saída do bloco modulador GMSK, é dado em termos das componentes em fase, I e em quadratura, Q . Os sinais transmitidos por cada antena são expressos conforme a Equação 6.90:

$$\begin{aligned} s_1 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ) \\ s_2 &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ) \end{aligned} \quad (6.90)$$

onde o fator $(I + jQ)$ está normalizado. Desta forma, a potência de cada sinal é dada conforme a Equação 6.91:

$$\begin{aligned} P_1 &= \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5 \\ P_2 &= \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5 \end{aligned} \quad (6.91)$$

ou seja, a potência transmitida é dividida para cada antena.

A relação sinal-ruído, SNR, é expressa conforme a equação 6.92:

$$SNR = 10\log\left(\frac{VarS}{VarR}\right) \quad (6.92)$$

onde VarS é a variância do sinal e VarR é a variância do ruído.

Desta forma, a variância do ruído, VarR , em função da relação sinal-ruído, SNR, e da variância do sinal, VarS , é dada pela Equação 6.93:

$$\text{VarR} = \frac{\text{VarS}}{10^{\frac{\text{SNR}}{10}}} \quad (6.93)$$

O ruído, n , é expresso conforme a Equação 6.94:

$$n = A(r_I + jr_Q) \quad (6.94)$$

onde:

- O fator A é igual a $\sqrt{\frac{\text{VarR}}{2}}$;
- r_I e r_Q são seqüências aleatórias normais com média zero e variância unitária;
- A seqüência de ruído possui o mesmo comprimento que a seqüência das componentes I e Q .

O sinal recebido pela antena 1, r_{11} oriundo da transmissão de s_1 , é expresso pela Equação 6.95:

$$r_{11} = s_1 \star h_1 + n_1 \quad (6.95)$$

onde:

- h_1 contém os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 1 (antena 1) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_1 é o ruído presente na transmissão antena 1 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.94.

Em virtude do canal não variar durante a transmissão de uma rajada, o sinal recebido pela antena 1, oriundo da transmissão de s_2 , r_{12} , pode ser obtido a partir do sinal r_{11} . A diferença entre ambos é dada pela defasagem proporcionada pelo atraso relativo entre os sinais transmitidos, pois, transmitir um sinal atrasado pelo

mesmo canal é equivalente a recebê-lo defasado. Ou seja, o atraso relativo entre os sinais transmitidos é interpretado como uma defasagem na recepção. Desta forma, o sinal r_{12} é expresso pela Equação 6.96:

$$r_{12} = e^{j\phi} s_1 \star h_1 + n_2 \quad (6.96)$$

Na Equação 6.96, n_2 é o ruído presente na transmissão antena 2 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.94. Além do mais, ϕ corresponde à defasagem em radianos, proporcionada pela defasagem no tempo e é dada pela Equação 6.100;

$$\phi = w\tau \quad (6.97)$$

onde w é igual a $2\pi f_C$, sendo f_C igual a 1800 MHz e τ é igual a $2T_b$.

O sinal recebido pela antena 2, r_{21} oriundo da transmissão de s_1 , é expresso pela Equação 6.98:

$$r_{21} = s_2 \star h_2 + n_3 \quad (6.98)$$

onde:

- h_2 contém os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 2 (antena 2) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_3 é o ruído presente na transmissão antena 2 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.94.

Em virtude do canal não variar durante a transmissão de uma rajada, o sinal recebido pela antena 2, oriundo da transmissão de s_2 , r_{22} , pode ser obtido a partir do sinal r_{21} . A diferença entre ambos é dada pela defasagem proporcionada pelo atraso relativo entre os sinais transmitidos, pois, transmitir um sinal atrasado pelo mesmo canal é equivalente a recebê-lo defasado. Ou seja, o atraso relativo entre os sinais transmitidos é interpretado como uma defasagem na recepção. Desta forma, o sinal r_{22} é expresso pela Equação 6.99:

$$r_{22} = e^{j\phi} s_2 \star h_2 + n_4 \quad (6.99)$$

Na Equação 6.99, n_4 é o ruído presente na transmissão antena 2 do transmissor - antena 2 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.94. Além do mais, ϕ corresponde à defasagem em radianos, proporcionada pela defasagem no tempo e é dada pela Equação 6.100;

$$\phi = w\tau \quad (6.100)$$

onde w é igual a $2\pi f_C$, sendo f_C igual a 1800 MHz e τ é igual a $2T_b$.

Os canais h_1 e h_2 são aleatórios e não-correlacionados. Desta forma, os sinais correspondentes a cada antena podem ser somados, fornecendo os sinais r_1 e r_2 , conforme a Equação 6.101:

$$r_1 = r_{11} + r_{12} \quad (6.101)$$

$$r_2 = r_{21} + r_{22} \quad (6.102)$$

O sinal recebido que entra no filtro casado, r , é obtido a partir de r_1 e r_2 , realizando-se a técnica *Selection Combining*, que consiste em escolher o sinal com maior valor absoluto, de acordo com as Equação 6.103, 6.104, 6.105:

$$\mathbf{R} = [r'_1 \quad r'_2] \quad (6.103)$$

$$\mathbf{R} = \text{sort}(\mathbf{R}', \text{descend}) \quad (6.104)$$

$$r = \mathbf{R}(1, :) \quad (6.105)$$

onde:

- ', no MATLAB, significa transposição;
- A função *sort* no MATLAB, ordena os valores de uma matriz. Esta ordenação é decrescente;

- $R(1,:)$ seleciona a primeira coluna da matriz R

Em seguida, o sinal r passa pelo filtro casado e segue o fluxo mostrado na Figura 5.3.

A seqüência transmitida mais provável é comparada com a seqüência transmitida. A taxa de erro de bit pode ser calculada, realizando a sua divisão pela quantidade de vezes em que foi feita a simulação. Este processo é realizado para cada valor de relação sinal-ruído, SNR, considerada.

6.3.8 Configuração com diversidade espaço-temporal no transmissor e diversidade espacial no receptor

6.3.8.1 Setup da simulação

No transmissor, as duas antenas estão separadas em 2 metros e o sinal da segunda antena é transmitido com um atraso de $(2T_b)$ (atraso relativo ótimo) em relação à primeira antena. No receptor, o sinal recebido pelas antenas 1 e 2, espaçadas entre si, contribuem para demodular o sinal. Esta simulação é feita para uma relação sinal-ruído, SNR, variável de 3 a 18 dB.

O objetivo desta simulação é verificar o desempenho de um sistema que utiliza duas antenas no transmissor e duas antenas no receptor, utilizando diversidade espaço-temporal no transmissor e diversidade espacial no receptor. A diversidade espaço-temporal no transmissor é obtida pelo afastamento das antenas transmissoras e pela transmissão atrasada do sinal pela segunda antena. A diversidade espacial no receptor é obtida pelo afastamento das antenas receptoras em 10λ (aproximadamente 1,6 metros para o GSM 1900).

A frequência de amostragem é obtida, considerando-se que o canal não muda durante a transmissão de uma rajada (148 bits). O tempo de duração da rajada é calculado na Equação 6.106:

$$T_r = 148 \times T_b = 148 \times 3,692\mu s = 546,42\mu s \quad (6.106)$$

Ou seja, o canal não muda a cada T_r , sendo o período de amostragem igual a $546,42\mu s$. A frequência de amostragem é dada pela Equação 6.107:

$$f_s = \frac{1}{546,42\mu s} = 1,83kHz \quad (6.107)$$

Desta forma, a cada $546,42\mu s$, são obtidas novas amostras dos coeficientes do canal.

Em virtude do afastamento das antenas no transmissor, os sinais oriundos das antenas de transmissão passarão por canais diferentes. Ou seja, a resposta ao impulso do canal é diferente na transmissão dos sinais emitidos pelas antenas 1 e 2. Além do mais, o sinal transmitido pela segunda antena, s_2 , é transmitido com uma defasagem equivalente ao atraso temporal de $2T_b$. O sinal na saída do bloco modulador GMSK, é dado em termos das componentes em fase, I e em quadratura, Q . Os sinais transmitidos por cada antena são expressos conforme a Equação 6.108:

$$s_1 = \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ) \quad (6.108)$$

$$s_2 = \frac{\sqrt{2}}{2}(I + jQ)$$

onde o fator $(I + jQ)$ está normalizado. Desta forma, a potência de cada sinal é dada conforme a Equação 6.109:

$$P_1 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5 \quad (6.109)$$

$$P_2 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = 0.5$$

ou seja, a potência transmitida é dividida para cada antena.

A relação sinal-ruído, SNR, é expressa conforme a equação 6.110:

$$SNR = 10\log\left(\frac{VarS}{VarR}\right) \quad (6.110)$$

onde $VarS$ é a variância do sinal e $VarR$ é a variância do ruído.

Desta forma, a variância do ruído, $VarR$, em função da relação sinal-ruído, SNR, e da variância do sinal, $VarS$, é dada pela Equação 6.111:

$$VarR = \frac{VarS}{10^{\frac{SNR}{10}}} \quad (6.111)$$

O ruído, n , é expresso conforme a Equação 6.112:

$$n = A(r_I + jr_Q) \quad (6.112)$$

onde:

- O fator A é igual a $\sqrt{\frac{VarR}{2}}$;
- r_I e r_Q são seqüências aleatórias normais com média zero e variância unitária;
- A seqüência de ruído possui o mesmo comprimento que a seqüência das componentes I e Q .

O sinal recebido pela antena 1, r_{11} oriundo da transmissão de s_1 , é expresso pela Equação 6.113:

$$r_{11} = s_1 \star h_1 + n_1 \quad (6.113)$$

onde:

- h_1 contém os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 1 (antena 1) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_1 é o ruído presente na transmissão antena 1 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.112.

Em virtude da segunda antena no transmissor “enxergar” um outro canal, o sinal recebido pela antena 1, oriundo da transmissão de s_2 , r_{12} , é expresso pela Equação 6.114:

$$r_{12} = e^{j\phi} s_2 \star h_2 + n_2 \quad (6.114)$$

onde:

- h_2 contém os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 1 (antena 1) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;

- \star denota convolução;
- n_2 é o ruído presente na transmissão antena 2 do transmissor - antena 1 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.112.

Além do mais, ϕ corresponde à defasagem em radianos, proporcionada pela defasagem no tempo e é dada pela Equação 6.118;

$$\phi = w\tau \quad (6.115)$$

onde w é igual a $2\pi f_C$, sendo f_C igual a 1800 MHz e τ é igual a $2T_b$.

O sinal recebido pela antena 2, r_{21} oriundo da transmissão de s_1 , é expresso pela Equação 6.116:

$$r_{21} = s_1 \star h_3 + n_3 \quad (6.116)$$

onde:

- h_1 contém os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 2 (antena 2) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;
- \star denota convolução;
- n_3 é o ruído presente na transmissão antena 1 do transmissor - antena 2 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.112.

Em virtude da segunda antena no transmissor “enxergar” um outro canal, o sinal recebido pela antena 2, oriundo da transmissão de s_2 , r_{22} , é expresso pela Equação 6.117:

$$r_{22} = e^{j\phi} s_2 \star h_4 + n_4 \quad (6.117)$$

onde:

- h_4 contém os coeficientes do canal, por *tap*, obtidos a partir das matrizes $\mathbf{H}(m, n)$, onde m vale 2 (antena 2) e n é o número da amostra, associado ao instante da simulação;

- \star denota convolução;
- n_4 é o ruído presente na transmissão antena 2 do transmissor - antena 2 do receptor, e é dado conforme a Equação 6.112.

Além do mais, ϕ corresponde à defasagem em radianos, proporcionada pela defasagem no tempo e é dada pela Equação 6.118;

$$\phi = w\tau \quad (6.118)$$

onde w é igual a $2\pi f_C$, sendo f_C igual a 1800 MHz e τ é igual a $2T_b$.

Os canais h_1 a h_2 são aleatórios e não-correlacionados. Desta forma, os sinais correspondentes a cada antena podem ser somados, fornecendo os sinais r_1 e r_2 , conforme a Equação 6.119:

$$r_1 = r_{11} + r_{12} \quad (6.119)$$

$$r_2 = r_{21} + r_{22} \quad (6.120)$$

O sinal recebido que entra no filtro casado, r , é obtido a partir de r_1 e r_2 , realizando-se a técnica *Selection Combining*, que consiste em escolher o sinal com maior valor absoluto, de acordo com as Equação 6.121, 6.122, 6.123:

$$\mathbf{R} = [r'_1 \quad r'_2] \quad (6.121)$$

$$\mathbf{R} = \text{sort}(\mathbf{R}', \text{descend}) \quad (6.122)$$

$$r = \mathbf{R}(1, :) \quad (6.123)$$

onde:

- $'$, no MATLAB, significa transposição;
- A função *sort* no MATLAB, ordena os valores de uma matriz. Esta ordenação é decrescente;

- $R(1,:)$ seleciona a primeira coluna da matriz R

Em seguida, o sinal r passa pelo filtro casado e segue o fluxo mostrado na Figura 5.3.

A seqüência transmitida mais provável é comparada com a seqüência transmitida. A taxa de erro de bit pode ser calculada, realizando a sua divisão pela quantidade de vezes em que foi feita a simulação. Este processo é realizado para cada valor de relação sinal-ruído, SNR, considerada.

A Figura 6.4 mostra o comportamento da taxa de erro de bit, para as seguintes configurações: diversidade temporal no transmissor, diversidade espacial no transmissor e diversidade espacial no receptor.

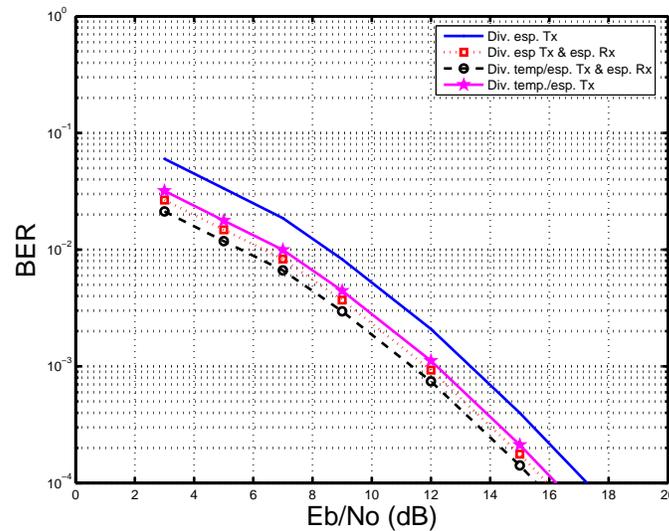


Figura 6.4: Comportamento da taxa de erro de bit para as configurações com (A) diversidade espacial no Tx, (B) diversidade espacial no Tx e no Rx e (C) diversidade espaço-temporal no Tx e diversidade espacial no Rx.

De acordo com a Figura 6.4, pode-se melhorar o desempenho de um sistema que utiliza somente um tipo de diversidade espacial (seja no transmissor ou no receptor), realizando diversidade espacial no lado sem diversidade. Por outro lado, o ganho é menor em um sistema com diversidade espacial no transmissor e diversidade espacial no receptor, inclui-se a diversidade temporal no transmissor, dada pela transmissão atrasada do sinal pela segunda antena. Em outras palavras, o ganho de diversidade é maior quando se parte de um sistema sem diversidade para um

Tabela 6.1: Ganhos de diversidade obtidos para as configurações testadas, para a BER igual a 1%

Diversidade	Ganho (dB)
Temporal no Tx	2,7
Espacial no Tx	4,5
Espacial no Tx e espacial no Rx	6,8
Espaço-temporal no Tx e espacial no Rx	7,6

sistema com diversidade temporal no transmissor do que o ganho que se obtém ao sair de um sistema com diversidade espacial no transmissor e diversidade espacial no receptor para um sistema com diversidade espaço-temporal no transmissor e diversidade espacial no receptor.

A Figura 6.5 mostra o quanto se ganha ao inserir diversos tipos de diversidade.

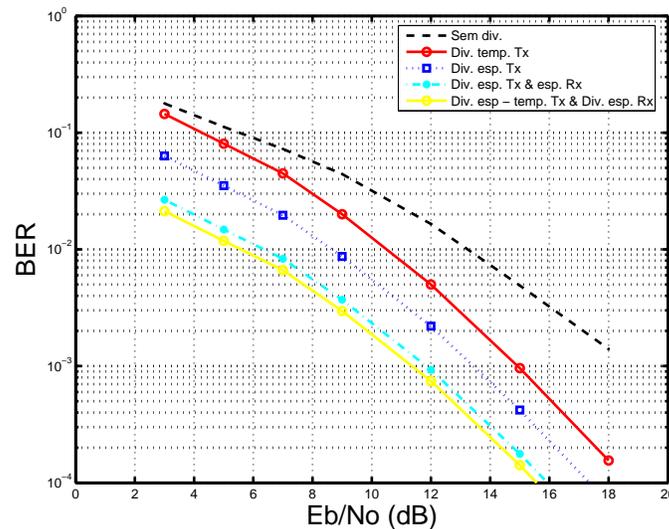


Figura 6.5: Comportamento da taxa de erro de bit para as configurações com diferentes tipos de diversidade.

A Tabela 6.1 mostra os ganhos obtidos ao se utilizar os esquemas de diversidade, em relação ao esquema que não utiliza nenhum tipo de diversidade, para a BER de 1%.

Analisando a Tabela 6.1 e a Figura 6.5, pode-se notar que o ganho de diversidade tende a ser modesto, a medida que se tenta melhorar um sistema que já possua algum tipo de diversidade com outra técnica de diversidade.

6.3.9 Considerações

Os resultados acima mostram o desempenho das várias combinações utilizando diversidade temporal e diversidade espacial no transmissor e diversidade espacial no receptor.

Na diversidade temporal, o sinal transmitido pela segunda antena possui o atraso ótimo igual a $2T_b$, demonstrado na figura 6.1. Este valor de atraso ótimo também foi encontrado por Mogensen [1]. A diferença é que este autor, para o ambiente típico urbano, não considerou o canal modelado pelo COST 259 e sim o canal de teste padrão do GSM, o que impossibilitou, por parte deste autor, fazer uma análise com múltiplas antenas no receptor, como se faz neste trabalho. Além do mais, este autor não considerou os atrasos fracionários do tempo de bit, (T_b). Ao se considerar os atrasos fracionários, obtém-se uma busca mais apurada do atraso relativo ótimo, que, nas simulações realizadas, ocorre para $2T_b$. O atraso inserido na segunda antena faz com que as antenas 1 e 2 “vejam” canais diferentes. Entretanto, o coeficiente de correlação cruzada deve estar abaixo de 70%, para que se justifique a utilização desta técnica de diversidade temporal. Caso contrário, esta técnica de diversidade apresenta desempenho pior do que aquele alcançado quando não se utiliza diversidade. Neste trabalho, considera-se que não se utiliza diversidade quando as antenas de transmissão e recepção estão juntas e quando o sinal transmitido pelas antenas transmissoras são emitidos simultaneamente, ou seja, com atraso relativo nulo. Nas simulações feitas, o coeficiente de correlação cruzada manteve-se em torno 10%.

A diversidade espacial, quando estabelecida, faz com que cada antena “veja” um canal diferente, tanto no transmissor como no receptor. Na transmissão, a separação das antenas em 2 metros faz com que os canais vistos pelas antenas 1 e 2 sejam diferentes. Na recepção, o afastamento de suas antenas, próximo do considerado nas antenas de transmissão, faz com que cada uma delas também “veja” uma resposta ao impulso da canal diferente, em função da matriz de correlação cruzada entre os múltiplos elementos da antena receptora, conforme explicado no capítulo 4.

Os resultados mostrados indicam que o desempenho alcançado ao se utilizar diversidade espacial ou no transmissor ou no receptor é melhor do que o desempenho

obtido ao se utilizar somente a diversidade temporal descrita neste trabalho. Sistemas com diversidade espacial aplicada no transmissor são equivalentes aos sistemas que utilizam diversidade espacial no receptor, do ponto de vista de desempenho. O desempenho da diversidade espaço-temporal no transmissor é melhor do que o desempenho alcançado ao se utilizar apenas um tipo de diversidade, seja somente temporal no transmissor, somente espacial no transmissor ou somente espacial no receptor. Ou seja, adicionar mais um tipo de diversidade tende a melhorar o desempenho do sistema. Continuando o raciocínio, o estabelecimento de mais um tipo de diversidade, que implica em utilizar a diversidade espaço-temporal no transmissor e diversidade espacial no receptor contribui ainda mais para a melhoria do desempenho do sistema. Entretanto, deve-se lembrar que o ganho de diversidade tende a diminuir quando se tenta melhorar um sistema que já possui algum tipo de diversidade implementada, com um outro tipo de diversidade. Outro aspecto a se considerar é que, embora sejam utilizadas duas antenas no receptor, o tipo de combinação que se utilizou foi o *selection combining*, que não é o esquema de combinação ótimo. Ou seja, é possível que este desempenho possa ser melhorado através do uso da técnica *maximum ratio combining*.

As técnicas de utilização de diversidade foram aplicadas para um canal que suporta múltiplas antenas no receptor, próximas entre si. Atualmente, implementar duas antenas em um terminal móvel não é algo que faça parte da realidade, em razão do custo e aumento da complexidade do *hardware*. Entretanto, esta idéia é bem aceita em receptores localizados em qualquer tipo de veículo, onde tamanho e peso são fatores totalmente irrelevantes. O custo desta implementação pode ser justificado na ocasião em que o usuário estiver falando dentro um túnel, na hora do *rush* (as dimensões médias de um veículo de passeio pequeno possuem 3,8 metros de comprimento por 1,6 metros de largura). Já a idéia de afastar as antenas da estação-base com transmissão atrasada do sinal pela segunda antena é totalmente viável e tem mostrado, de acordo com os resultados, um desempenho superior ao se utilizar apenas uma antena comunicando-se com as estações-móveis.

Para viabilizar a implementação do canal, fez-se a consideração de ocorrer apenas uma reflexão no trajeto estação base - estação móvel. No trabalho de Yong [2], os componentes de múltiplos percursos foram obtidos a partir de sorteios que

consideraram para o primeiro *cluster*, distribuição uniforme em azimute e distribuição exponencial decrescente para o atraso. De maneira análoga, fez-se sorteio para o atraso, considerado-se uma distribuição laplaciana para o azimute e distribuição exponencial decrescente para o atraso. Uma maneira mais direta e simples é considerar os atrasos dos espalhadores locais que já possuem naturalmente, as distribuições citadas conforme o *cluster* onde estiverem. No trabalho de Yong, a implementação foi voltada totalmente para o UMTS, que faz com que o ambiente possua uma quantidade bem maior de *clusters*. Ao se aplicar este canal para o GSM, a diferença imediata reside no número de *clusters*, onde em aproximadamente 90% dos casos, para o ambiente típico urbano, só ocorre apenas um *cluster*. Um dos principais objetivos da modelagem do canal a partir das recomendações do COST 259 é obter um certo grau de compatibilidade com o modelo COST 207. Tal compatibilidade foi feita no confronto realizado com a modelagem conforme as recomendações do 3GPP, onde verificou-se uma concordância.

6.4 Interferência entre os usuários

As recomendações GSM 05.05 também especificam os requisitos de desempenho quando o sinal recebido é afetado pela interferência adjacente e interferência co-canal. A interferência co-canal é causada pelos sinais de outros usuários, os quais, em virtude do esquema de reuso de frequência, operam na mesma frequência da portadora utilizada em células distantes. Para simular a interferência co-canal, as recomendações especificam que o sinal desejado e os sinais interferentes sejam gerados de forma independente, porém sejam sujeitos ao mesmo perfil de propagação.

Para implementar os esquemas de interferência entre os usuários, é preciso que os equalizadores sejam capazes de suportar estes tipos de interferência e que o canal seja capaz de suportar mais de um usuário. O canal implementado não trabalha com mais de um usuário, estando tais esquemas de interferência fora do escopo deste trabalho.

Capítulo 7

Conclusões e trabalhos futuros

7.1 Conclusões

Este trabalho têm como objetivo propor técnicas que reduzam as intempéries inerentes a um sistema de comunicações móveis, mais particularmente no canal de comunicações. Consiste na simulação e comparação do comportamento da taxa de erro de bit para as várias configurações de diversidade espacial e diversidade temporal no transmissor, assim como diversidade espacial no receptor. Na diversidade temporal aplicada no transmissor, implementam-se duas antenas, com transmissão atrasada do sinal pela segunda antena, cujo atraso relativo variável, nT_b , onde n é um número variando entre 0 a 5 e T_b é o tempo de bit. Ou seja, no GSM, é possível fazer a equalização de sinais que cheguem no receptor com atraso de até $5T_b$. Tanto no transmissor, como no receptor, a diversidade espacial é obtida através do afastamento de suas antenas. No transmissor, as antenas estão espaçadas em dois metros, distância que garante a não correlação dos canais vistos por cada antena. No receptor, utiliza-se um *array* com 2 antenas e espaçamento de 10λ , que para a frequência da portadora igual a 1800 MHz, é igual a 1,6 metros. Esta análise é feita para o enlace direto, no sistema GSM, utilizando o modelo implementado conforme as recomendações do COST 259, na forma TDL (*Tapped Delay Line*), voltado para múltiplas antenas no receptor, sendo considerado o cenário típico urbano, que, para o COST 259, possui a denominação de GTU (*Generalized Typical Urban*).

No capítulo 2, fez-se uma rápida abordagem no sistema GSM, principalmente na sua interface aérea, pois muitos dos fundamentos necessários para se elaborar os

scripts de simulação residem nesta parte. Tópicos abertos como a implementação do receptor também foram citados.

No capítulo 3, foi abordado o conceito de diversidade, mostrando os tipos e as vantagens de seu uso. É dada atenção ao trabalho realizado por Mogensen [1], mostrando alguns de seus resultados, realizados em outras condições, porém possível de ser feita a comparação com uma parte realizada neste trabalho, que diz respeito à utilização da diversidade temporal no transmissor.

No capítulo 4, foi feita a implementação utilizada neste trabalho. Trata-se de uma implementação de um canal que contém múltiplos percursos no trajeto entre a estação-base e a estação móvel, voltada para múltiplas antenas no receptor e que segue as recomendações do COST 259 para o ambiente típico urbano. Este canal foi modelado de uma maneira mais simples que os seus autores propuseram, porém com resultados totalmente equivalentes. A validação foi feita de acordo com o estabelecido pelo 3GPP.

No capítulo 5, foi descrita toda a estrutura do ambiente de simulação, descrevendo-se os parâmetros de entrada e de saída de cada bloco. Contemplaram-se todas as partes do GSM, incluindo a transmissão (codificação do canal, *interleaver*, multiplexador e modulador GMSK), a recepção (filtro casado, detector de Viterbi, Demultiplexador, decodificador do canal e de-*interleaver*) e o canal modelado.

No capítulo 6, foram feitos todos os testes com os vários tipos de diversidade empregados tanto no transmissor como no receptor, visando comprovar as melhorias que se obtém quando do uso da diversidade. Foram mostrados os ganhos de diversidade alcançados conforme o esquema de diversidade utilizado e comprovou-se que o ganho obtido tende a chegar a um ponto onde acima do qual o custo tende a ultrapassar os benefícios. Além do mais, sugere-se que tais sistemas possam ser aplicados em veículos, haja vista que as dimensões médias de um veículo de passeio pequeno possuem 3,8 metros de comprimento por 1,6 metros de largura e, futuramente, na própria estação móvel, em virtude da miniaturização cada vez mais crescente do *hardware*. Além do mais, a diversidade espacial seja no transmissor ou no receptor, mostrou, para algumas situações, ser mais eficiente que a diversidade temporal no transmissor. Entretanto, a diversidade espacial carrega, até agora, a desvantagem de ocupar espaço físico, o que é contrário às tendências de evolução dos sistemas de

7.2 Trabalhos Futuros

Este trabalho pode ser continuado, levando-se em conta:

- espaçamento não-uniforme entre os elementos do *array* na recepção;
- outros tipos de ambiente de rádio do COST259 (GRA, GHT e GBU);
- outros valores da quantidade de elementos de *array* no receptor (M);
- múltiplos percursos apresentando várias batidas até alcançar o receptor e não apenas uma única batida, como foi considerado;

Referências Bibliográficas

- [1] MOGENSEN, P. E., “GSM Base-Station Antenna Diversity Using Soft Decision Combining on Up-link and Delayed-Signal Transmission on Down-link”. In: *IEEE Vehicular Technology Conference*, v. 43, pp. 611–616, Secausus, NJ USA, May 1993.
- [2] YONG, S. K., THOMPSON, J. S., MCLAUGHIN, S., “Implementation of COST259 Channel Models Using Tapped Delay Line for Multiple Antenna Receivers”. In: *3 rd International Conference on 3G Mobile Communication Technologies*, pp. 165–169, London, UK, May 2002.
- [3] MOULY, M., PAUTET, M.-B., *The GSM System for Mobile Communications*. 4, rue Elisée Reclus, F-91120 PALAISEAU, FRANCE, Cell & Sys, 1992.
- [4] ETSI, “GSM 05.04: Modulation. Version 4.6.0”, , July 1993.
- [5] BJÖRN A. BJERKE, Z. Z., PROAKIS, J. G., “GSM data receivers: an overview”, *FACTA UNIVERSITATIS (NIS), SERIES ELECTRONICS AND ENERGETICS*, v. 12, n. 2, September 1999.
- [6] BRONDUM, J., “GSM data receivers structures. Technical report, Institute for Eletronic Systems Department of Communication Technology”, , 1993.
- [7] PAULRAJ, A., “Diversity Techniques”, *The Mobile Communications Handbook*, , 1996.
- [8] KRENZ, R., WESOLOWSKI, K., “Simulation Study on Space Diversity Techniques for MLSE Receivers in Mobile Communications”, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, v. 46, n. 2, pp. 653–663, April 1997.
- [9] LEE, W., *Mobile Communications Engineering*. McGraw-Hill, Inc., 1982.

- [10] CEPT/CCH/GSM, “Recomendation 05.05: Transmission and Reception”, .
- [11] COST259, “The COST259 directional channel model - a stochastic model for spatial wideband channels”, *Ericsson Internal Report*, , 2001.
- [12] XIAO, C., ZHENG, Y. R., BEAULIEU, N. C., “Second-order statistical properties of the WSS Jakes’ fading channel simulator”, *IEEE Transactions on Communications*, v. 50, n. 6, pp. 888–891, June 2002.
- [13] ASPLUND, H., “An empirical model for the probability of line of sight in urban macrocell”, *TD(99)*, , n. 107, 1999.
- [14] HOFSTETTER, H., MOLISCH, A. F., STEINBAUER, M., “Implementation of COST 259 geometry based stochastic channel model for macro- and microcells”, *EPMCC 2001*, , 2001.
- [15] STEINBAUER, M., ASPLUND, H., COSTER, I. D., *et al.*, “Mission Report - Modelling Unification Workshop”, *European Cooperation in the Field of Scientific and Technical Research*, , n. COST 259 TD(99) 061, pp. 1–32, April 1999.
- [16] METAMORP, “Description of modelling methods”, *Technical report*, , n. Report C2/1, 1999.
- [17] CORREIA, L., *Wireless Flexible Personalized Communications*. Wiley, 2001.
- [18] MOLISH, A. F., STEINBAUER, M., ASPLUND, H., *et al.*, “Backward Compatibility of the COST259 Directional Channel Model”, *IEEE*, , n. 0-7803-7442-8/02, pp. 549–553, 2002.
- [19] HAMMERSCHMIDT, J. S., HUTTER, A. A., “Spatio-temporal channel models for mobile station: concept, parameters and canonical implementation”, *Proc. of IEEE VTC’ 2000*, v. 3, pp. 1641–1645, 2000.
- [20] BALTERSEE, J., “Modelling and simulating fading channels for systems with smart antennas”, *IEEE PIMRC98*, , n. 2, pp. 957–961, 1998.

- [21] XIAO, C., ZHENG, Y. R., BEAULIEU, N. C., “3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group (TSG) RAN WG4; Deployment aspects”, , n. 3G TR 25.943 2.0.0, pp. 1–14, March 2003.
- [22] ETSI, “GSM 05.03: Channel Coding. Version 4.6.0”, , July 1993.