

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

TIAGO FRANCISCO BARROS CAVALCANTE

UM ESTUDO COMPARATIVO ENTRE BPSK E QAM, UTILIZANDO OFDM, COM
APLICAÇÃO AOS SISTEMAS MÓVEIS DE QUARTA GERAÇÃO

NITERÓI
2010

TIAGO FRANCISCO BARROS CAVALCANTE

UM ESTUDO COMPARATIVO ENTRE BPSK E QAM, UTILIZANDO OFDM, COM
APLICAÇÃO AOS SISTEMAS MÓVEIS DE QUARTA GERAÇÃO

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em
Engenharia de Telecomunicações da Universidade
Federal Fluminense, como requisito parcial para
obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração:
Comunicações Móveis

Orientador: Prof^o Dr. EDUARDO RODRIGUES VALE
Co-orientador; Prof^o Dr. JULIO CESAR RODRIGUES DAL BELLO

Niterói

2010

Ficha Catalográfica elaborada pela Biblioteca da Escola de Engenharia e Instituto de Computação da UFF

T266 Cavalcante, Tiago Francisco Barros.
Um estudo comparativo entre BPSK e QAM, utilizando OFDM, com
aplicação aos Sistemas Móveis de Quarta Geração / Tiago Francisco Barros
Cavacante. – Niterói, RJ : [s.n.], 2010.

196 f.

Orientador: Eduardo Rodrigues Vale.
Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Federal
Fluminense, 2007.

1.Cálculo de BER . 2. Modulação BPSK. 3. Modulação QAM. 4
.OFDM. 5. 4G. 6. LTE.
I. Título.

TIAGO FRANCISCO BARROS CAVALCANTE

UM ESTUDO COMPARATIVO ENTRE BPSK E QAM, UTILIZANDO OFDM, COM
APLICAÇÃO AOS SISTEMAS MÓVEIS DE QUARTA GERAÇÃO

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Comunicações Móveis

Aprovada em 09 de Junho de 2010

BANCA EXAMINADORA

Prof^o Dr. EDUARDO RODRIGUES Vale – Orientador.
Universidade Federal Fluminense

Prof^a Dr. JULIO CESAR RODRIGUES DAL BELLO – Co-orientador.
Universidade Federal Fluminense

Prof^a Dra. LENI JOAQUIM DE MATOS
Universidade Federal Fluminense

Prof^o Dr. EDUARDO JAVIER ARANCIBIA VASQUEZ
CLARO-RJ

Niterói

2010

Dedico este trabalho à minha família, meus pais Clodoaldo Cavalcante e Regina Célia e meu irmão Leandro. Meus avós Gilka Barros, Matuzalém Natal e, in memoriam, Clodoaldo Cavalcante e Laura Mello.

Dedico também aos meus amigos do Mestrado que tanto contribuíram para o êxito do trabalho.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus por ter me permitido alcançar meus objetivos com saúde e paz.

À minha família por todo apoio, amor e compreensão. Em especial aos meus pais. A todos os meus amigos do JAM, da Santa Úrsula e todos os que fazem parte da minha vida e contribuíram para o que eu sou hoje, em especial Edgar Elger (in memoriam).

Ao amigo Pedro Vieira que, desde o início do Mestrado, foi um grande companheiro nos momentos de dificuldades no curso. Aos amigos do Mestrado, Robertho Liarth e Romar Vargas, que junto com o Pedro formamos uma grande equipe vitoriosa no que se propôs (Apóstolos e Binários). E aos amigos João Alfredo, Fábio José e Eduardo Leão.

Aos professores que, com tanto afincio, dedicaram suas atenções para o nosso caminhar no Mestrado, em especial Leni Matos, Edson Cataldo e Mauro Assis. Aos meu orientador e amigo, Eduardo Vale, e ao co-orientador e, também amigo, Júlio Cesar Dal Bello pela paciência, amizade e pelos ótimos trabalhos como orientador e co-orientador.

À UFF, por me propiciar todas as condições de realizar minhas pesquisas e por abrir suas portas para minha entrada no Mestrado. À CAPES pela oportunidade de cursar o Mestrado com a bolsa de estudos.

SUMÁRIO

- LISTA DE FIGURAS, p. 10
- LISTA DE TABELAS. P.13
- LISTA DE ABREVIACÕES, SIGLAS E SÍMBOLOS, P.14
- 1. INTRODUÇÃO, p. 18
 - 1.1. MOTIVAÇÃO, p. 19
 - 1.2. OBJETIVOS, p. 20
 - 1.3. ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO, p. 20

- 2. A EVOLUÇÃO DA TELEFONIA CELULAR, p. 22
 - 2.1. SISTEMAS DE TELEFONIA CELULAR DE SEGUNDA GERAÇÃO, p. 23
 - 2.1.1. SISTEMAS AMERICANOS, p. 24
 - 2.1.2. SISTEMA EUROPEU, p. 30
 - 2.2. SISTEMAS DE TELEFONIA CELULAR DE TERCEIRA GERAÇÃO, p. 34
 - 2.2.1. O SISTEMA UMTS E O WCDMA, p. 35
 - 2.2.1.1. ARQUITETURA UMTS, p. 39
 - 2.2.1.2. HSPA, p. 41
 - 2.3. SISTEMAS DE TELEFONIA CELULAR DE QUARTA GERAÇÃO, p. 46
 - 2.3.1. A TECNOLOGIA WIMAX, p. 46
 - 2.3.2. A TECNOLOGIA LTE, p. 49
 - 2.3.2.1. ARQUITETURA LTE, p. 51

- 3. MODULAÇÕES UTILIZADAS NO LTE, p. 56
 - 3.1. SISTEMA DE COMUNICAÇÃO, p. 56
 - 3.2. MODULAÇÃO, p. 57

- 3.2.1. TEOREMA DE SHANNON, p. 59
- 3.2.2. MODULAÇÃO DIGITAL, p. 60
- 3.2.3. ESQUEMAS DE MODULAÇÃO DIGITAL, p. 67
 - 3.2.3.1. MODULAÇÃO POR AMPLITUDE DE PULSO (M-PAM), p. 69
 - 3.2.3.2. MODULAÇÃO COM CHAVEAMENTO DE DESLOCAMENTO DE FASE (M-SK), p. 70
 - 3.2.3.3. MODULAÇÃO EM QUADRATURA (M-QAM), p. 72
- 3.3. O MODO DE TRANSMISSÃO OFDM, p. 74
 - 3.3.1. TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO DO SINAL OFDM, p. 76
 - 3.3.2. TRANSMISSÃO OFDM COM MODULAÇÃO ADICIONAL, p. 80

- 4. AMBIENTE DE SIMULAÇÕES E SEUS RESULTADOS, p. 81
 - 4.1. BER, p. 81
 - 4.2. AMBIENTE DE SIMULAÇÃO PARA O BPSK, p. 82
 - 4.2.1. GERADOR BINÁRIO DE BERNOULLI, p. 83
 - 4.2.2. CODIFICADOR CONVOLUCIONAL, p. 83
 - 4.2.3. MODULADOR BPSK EM BANDA BASE, p. 85
 - 4.2.4. CANAL AWGN, p. 85
 - 4.2.5. DEMODULADOR DE SAÍDA BPSK, p. 87
 - 4.2.6. DECODIFICADOR DE VITERBI, p. 90
 - 4.2.7. CÁLCULO DA TAXA DE ERRO, p. 90
 - 4.3. AMBIENTE DE SIMULAÇÃO PARA O QAM, p. 91
 - 4.4. AMBIENTE DE SIMULAÇÃO PARA O OFDM, p. 96
 - 4.4.1. GERADOR BINÁRIO DE BERNOULLI, p. 97
 - 4.4.2. TURBO CODER, p. 97
 - 4.4.3. MODULADOR 16-QAM RETANGULAR, p. 98
 - 4.4.4. NORMALIZADOR, p. 99
 - 4.4.5. TRANSMISSOR OFDM, p. 100
 - 4.4.6. GANHO, p. 101
 - 4.4.7. CANAL DE DESVANECIMENTO RAYLEIGH, p. 101
 - 4.4.8. RMS, p. 103
 - 4.4.9. CANAL AWGN, p. 104
 - 4.4.10. MATRIZ DE CONCATENAÇÃO, p. 104
 - 4.4.11. RECEPÇÃO DO OFDM, p. 104

4.5. SIMULAÇÕES DAS MODULAÇÕES COM O MODO DE TRANSMISSÃO OFDM EM UM CANAL DE DESVANECIMENTO RAYLEIGH E AWGN, p. 106

4.5.1. SIMULAÇÃO BPSK COM OFDM EM CANAL AWGN, p. 106

4.5.2. SIMULAÇÃO BPSK COM OFDM EM CANAL RAYLEIGH, p. 107

4.5.3. SIMULAÇÃO QAM COM OFDM EM CANAL RAYLEIGH, p. 108

4.6. RESULTADOS, p. 108

5. CONCLUSÕES, p. 113

5.1. TRABALHOS FUTUROS, p. 114

5.2. CONSIDERAÇÕES FINAIS, p. 115

6. REFERÊNCIAS, p. 117

7. APÊNDICES, p. 121

7.1. SCRIPT DE GERAÇÃO DO SINAL 16-QAM NO CANAL AWGN, p. 122

7.2. SCRIPT DE GERAÇÃO DO SINAL BPSK NO CANAL RAYLEIGH, p. 124

LISTA DE FIGURAS

- Figura 2.1 - Sistema de espalhamento espectral por sequência direta, f. 26
- Figura 2.2 - Gerador de Sequências PN, f.27
- Figura 2.3 - *Soft Handoff*, f. 29
- Figura 2.4 - *Softer Handoff*, f. 29
- Figura 2.5 - Arquitetura GSM, f. 31
- Figura 2.6 - Salto em frequência do GSM, f.32
- Figura 2.7 - Evolução das redes de Telefonia Celular, desde a Primeira até a Terceira Geração, f. 35
- Figura 2.8 - Serviços UMTS comparados quanto à taxa de transmissão e à mobilidade, f. 37
- Figura 2.9 - Utilização da banda pelos usuários WCDMA, f. 38
- Figura 2.10 - Arquitetura UMTS de modo simplificado, f. 39
- Figura 2.11 - Arquitetura completa de um sistema UMTS, f. 39
- Figura 2.12 - Visão da UTRAN de forma detalhada, f. 40
- Figura 2.13 - Ajuste da taxa de dados de acordo com as condições de propagação do rádio enlace, f. 43
- Figura 2.14 - Mecanismo de despacho rápido de usuários com condições de propagação mais favoráveis, f. 44
- Figura 2.15 - Padrões de acesso *Wireless*, extraído da Inatel, f. 47
- Figura 2.16 - Estrutura do quadro OFDMA do WIMAX, f. 48
- Figura 2.17 - Evolução das arquiteturas do 3GPP, desde a Release 6 até a Release 8, f. 50
- Figura 2.18 - Arquitetura do sistema LTE, f. 51
- Figura 2.19 - Funcionalidades do eNodeB , f. 52
- Figura 2.20 - Funcionalidades do MMS, f. 53
- Figura 2.21 - Funcionalidades do S-GW, f. 54
- Figura 2.22 - Funcionalidades do P-GW, f. 55
- Figura 3.1 - Elementos de um processo de comunicação, f. 56
- Figura 3.2 - Sistema de comunicação, f. 57
- Figura 3.3 - Diagrama de blocos de um receptor, f. 61
- Figura 3.4 - Sistema de comunicações contendo um canal AWGN, f. 63
- Figura 3.5 - Estrutura do receptor para detecção de um sinal em AWGN, f. 65
- Figura 3.6 - Esquema básico de um modulador digital, f. 69
- Figura 3.7 - Fase da portadora modulada pela informação na modulação BPSK, f. 72

- Figura 3.8 - Mapeamento de Gray para a constelação BPSK, f. 72
- Figura 3.9 - Constelações 4 - QAM e 16 - QAM, f. 73
- Figura 3.10 - Espectro de um sinal QAM, com frequência normalizada no valor de $1/T$, f. 75
- Figura 3.11 - Representação das subportadoras de um sinal OFDM, f. 75
- Figura 3.12 - Comparação entre os espectros FDM e OFDM, f. 76
- Figura 3.13 - Transmissão analógica de um sinal OFDM, f. 77
- Figura 3.14 - Recepção analógica de um sinal OFDM, f. 78
- Figura 3.15 - Tratamento digital para transmissão do sinal OFDM, f. 78
- Figura 3.16 - Tratamento digital para recepção do sinal OFDM, f. 79
- Figura 3.17 - Arquitetura de um sistema de transmissão OFDM com modulação adicional, f. 80
- Figura 4.1 - Curva BER de uma modulação BPSK, f. 82
- Figura 4.2 - Esquema desenvolvido no *Simulink* para modulação/demodulação BPSK, f. 82
- Figura 4.3 - Diagramas de blocos esquemáticos do Codificador Convolutacional, f. 84
- Figura 4.4 - Janela de diálogo do bloco AWGN, f. 86
- Figura 4.5 - Representação do Demodulador de Saída Suave BPSK em diagrama de blocos, f. 87
- Figura 4.6 - Caixa de diálogos do Bloco Conversor Complexo-Real/Imaginário, f. 88
- Figura 4.7 - Composição do bloco *Check for Zeros*, f. 88
- Figura 4.8 - Janela de comunicação para o Bloco Produto, f. 89
- Figura 4.9 - Simulação do cálculo da BER para uma modulação BPSK em um canal AWGN, f. 91
- Figura 4.10 - Mapa de Gray para a modulação 32-QAM, f. 92
- Figura 4.11 - Mapa de Gray para a modulação 16-QAM, f. 92
- Figura 4.12 - Curva da BER para uma modulação 16-QAM, f. 96
- Figura 4.13 - Esquema desenvolvido no *Simulink* para o OFDM, f. 96
- Figura 4.14 - Configuração de um *Turbo Coder*, f. 97
- Figura 4.15 - Mapeamento de Gray para uma modulação 128-QAM retangular, f. 98
- Figura 4.16 - Caixa de diálogo para o bloco de modulação retangular M-QAM, f. 99
- Figura 4.17 - Configuração de um bloco Normalizador, f. 100
- Figura 4.18 - Configuração de um bloco Transmissor OFDM, f. 100
- Figura 4.19 - PDF de Rayleigh, f. 103
- Figura 4.20 - Configuração de um bloco Estimador LMS, f. 105

Figura 4.21 - Curva BER de uma modulação BPSK utilizando OFDM em um canal AWGN, f. 107

Figura 4.22 - Curva BER de uma modulação BPSK utilizando OFDM em um canal Rayleigh, f. 107

Figura 4.23 - Curva BER de quatro modelos de modulação M-QAM utilizando OFDM em um canal Rayleigh, f. 108

LISTA DE TABELAS

- TABELA 1 - Características dos Modelos de sistemas digitais, f. 23
- TABELA 2- Estados potenciais para a modulação $\pi/4$ -DQPSK no TDMA, f. 25
- TABELA 3 - Códigos convolucionais do CDMA, f. 26
- TABELA 4 - Sequências de Walsh, f. 28
- TABELA 5 - Comparativo entre as tecnologias WCDMA, CDMA e cdma2000, f. 38
- TABELA 6 - Dados e parâmetros utilizados na simulação para a modulação 16-QAM, f. 93
- TABELA 7 - Parâmetros de uma PDF Rayleigh, f. 103
- TABELA 8 - Parâmetros utilizados na simulação do BPSK com OFDM em um canal AWGN, f. 106
- TABELA 9 - Cálculo teórico da BER para as modulações BPSK e M-QAM, f. 109
- TABELA 10 - Comparativo entre a SNR das modulações 16-QAM, 64-QAM, 128-QAM e 256-QAM com uma BER de 10^{-2} , f. 111

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E SÍMBOLOS

ABREVIATURA	INGLÊS	PORTUGUÊS
AMPS	Advanced Mobile Phone System	Sistema Avançado de Telefonia Móvel
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Ruído Branco Aditivo Gaussiano
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Chaveamento por Deslocamento de Fase Binário
BSS	Base Station System	Sistema de Estação Base
CDMA	Code Division Multiple Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Código
CS	Circuit Switching	Comutação de Circuitos
EPC	Evolved Packet Core	Núcleo dos pacotes Envolvidos
ERB	Radio Base Station	Estação Rádio Base
FCC	Federal Communications Commission	Comissão Federal de Comunicações
FM	Frequency Modulation	Modulação em Frequência
FSK	Frequency Shift Keying	Chaveamento por Deslocamento de frequência
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying	Chaveamento Gaussiano por Deslocamento Mínimo
GSM	Global System for Mobile Communication	Sistema Global para Comunicações Móveis
LTE	Long Term Evolution	Evolução a Longo Prazo
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência Ortogonal
PAM	Pulse Amplitude Modulation	Modulação por Amplitude de Pulso
PDM	Pulse Density Modulation	Modulação por Densidade de Pulso
PN	Pseudo Noise	Pseudo Aleatória
PPM	Pulse Position Modulation	Modulação por Posição de Pulso
OS	Packet Switching	Comutação por Pacotes
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Modulação de Amplitude em Quadratura
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System	Sistema Universal Móvel de Telecomunicações
UTRAN	UMTS Terrestrial Radio Access Network	Rede UMTS de Acesso Rádio Terrestre
WCDMA	Wideband CDMA	CDMA em Banda Larga

RESUMO

As redes de Comunicações Móveis têm buscado uma melhor qualidade e combinação das operacionalidades dos serviços para os seus usuários. Nos últimos anos tem-se visto um grande avanço por conta das novas possibilidades para os usuários e também o interesse destes em obter novas aplicações em seus aparelhos. Isso corrobora com os estudos feitos para o avanço das técnicas de compressão de sinal, codificação, medições dos parâmetros do canal, como banda de coerência e espalhamento de retardo.

Outro estudo importante é o associado às modulações de um sistema de transmissão. Para tal, existem alguns parâmetros que podem ser tomados para comparar um sistema quando utiliza uma determinada modulação com o resultado do mesmo sistema quando se utiliza uma segunda modulação. Entre os mais utilizados estão a Taxa de Erro de *Bits*, ou BER, a Taxa de Erro de Símbolo, ou SER e a Probabilidade de Erro de *Bits*, ou BEP.

Esta dissertação toma os resultados gerados da simulação de um canal com desvanecimento Rayleigh, que transmite através de um sistema de multiportadoras (OFDM). O que se busca, então, é comparar os resultados deste sistema quando se utiliza uma modulação BPSK ao seu resultado quando se utiliza um sistema M-QAM, tomando como parâmetro a BER do canal.

Esta pesquisa busca inspirar dissertações e estudos futuros, quando se toma uma medição em campo de um enlace de radiopropagação. Isso, em comparação com os valores apresentados com as análises de simulação, pode gerar um bom resultado para o meio industrial, em termos do futuro que se encaminha: o WIMAX, o LTE e a Quarta Geração da telefonia.

Palavras chave: Cálculo de BER; Modulação BPSK; Modulação QAM; OFDM, 4G; LTE.

ABSTRACT

Mobile networks have picked a better combination of quality and operational services to their users. In recent years it has seen a major breakthrough for the new possibilities for users and also the interest in obtaining these new applications on their devices. This corroborates with the studies done to advance the techniques of signal compression, coding, channel measurements of parameters such as coherence bandwidth and delay spread.

Another important study is associated with modulations of a transmission system. To this end, there are some parameters that can be taken to compare one system when using a modulation with the outcome of the same system when using a second modulation. Among the most used are the Bit Error Rate, or BER, the Symbol Error Rate, or SER and the Probability of Error Bits, or BEP.

This dissertation takes the output generated from a simulation of a Rayleigh fading channel that transmits through a system of multicarrier (OFDM). What is sought then is to compare the results of this system when using a BPSK modulation with its result when using an M-QAM system, using as parameter the BER of the channel.

This research seeks to inspire future studies and dissertations when taking a field measurement of a radio propagation link. That compared with the values presented with the simulation analysis, can generate a good result for the industrial environment in the future we are headed: WIMAX, LTE and the Fourth Generation telephony.

Keywords: Calculation of BER; BPSK Modulation; QAM Modulation; OFDM, 4G; LTE.

1 INTRODUÇÃO

Os sistemas de comunicações móveis evoluíram muito nos últimos anos. Isso pode ser visto nas recentes gerações de telefonia celular, desde o AMPS (Primeira Geração ou Geração Analógica) até a recente Terceira Geração (ou popularmente 3G), e a futura implementação, no Brasil, da Quarta Geração de Telefonia Celular.

Cada geração mostra uma evolução relativamente à anterior. A Segunda Geração (TDMA, GSM e CDMA IS-95) realizou a digitalização da telefonia, antes feita de forma analógica pelo AMPS. A Terceira Geração, com o WCDMA, vem trazer a tecnologia desenvolvida pelo GSM com algumas características do CDMA, como o Espalhamento Espectral, *Soft* e *Softer Handover*, geração de sequências PN e o Receptor *Rake*, como exemplo, contando ainda com a tecnologia WIMAX para comunicação de dados sem fio em redes metropolitanas. A Quarta Geração, que mostra no momento uma forte tendência de utilização do LTE, vem para conseguir utilizar as melhorias apresentadas no 3G, com uma banda ainda mais larga que esta utiliza.

É válido lembrar que, hoje, praticamente tudo funciona em termos da comunicação. Desde o convívio familiar natural, no qual a comunicação é um processo pertinente para a manutenção e crescimento da mesma, até mesmo quando se trata de uma plataforma que perfura poços, para a exploração do Pré-Sal. Talvez para o usuário somente de voz, na telefonia celular, esse processo não se torna tão importante, mas o conhecimento acerca das novas tecnologias é muito útil para as empresas ou instituições, que dependem da mesma para o seu desenvolvimento e para a realização de seus trabalhos.

Torna-se necessário, então, fazer estudos acerca do que a Quarta Geração pode oferecer em termos de tecnologia, e como esta pode ser desenvolvida, com base nas

técnicas conhecidas dentro das Telecomunicações em tal estudo. O objetivo deste trabalho é fazer um estudo comparativo de duas modulações que podem ser utilizadas no LTE: BPSK e QAM, quando utilizamos o modo de transmissão OFDM. Esta comparação toma como base parâmetros estatísticos, provenientes de simulações no *Simulink* do MATLAB e que serão apresentadas mais adiante no decorrer do trabalho.

Com as informações adquiridas com esses dados estatísticos, pode-se traçar um modelo ideal para o LTE, devendo esse experimento ser medido na prática, em algum trabalho futuro.

1.1 MOTIVAÇÃO

As comunicações móveis têm exercido um importante papel na sociedade moderna, onde tomadas de decisão precisam ser cada vez mais rápidas. As tecnologias tiveram que passar por aprimoramentos e isso é, claramente, notado nas aplicações hoje em dia.

Não bastava mais ao usuário utilizar a telefonia tão e somente para falar com outra pessoa. O usuário moderno entra na internet, verifica seus *emails* e, em algumas aplicações, ouve rádio e assiste TV com o seu aparelho móvel. Para isso, é necessário um canal em que sua banda suporte as múltiplas tarefas que o usuário pode requisitar. Assim, é de fundamental importância os cálculos dos parâmetros do canal, como banda de coerência, espalhamento de retardo e o tempo de coerência.

O primeiro passo do projeto do sistema é uma simulação. Nessa simulação, se coloca um ambiente teórico similar ao que se encontrará na prática. Nesse ambiente, se faz os cálculos e dimensionamentos necessários para a representação do canal. Para a presente dissertação, busca-se uma comparação entre as possíveis modulações utilizadas para o sistema de Quarta Geração. Esta comparação é realizada pelo parâmetro BER (*Bit Error Rate*, em português, Taxa de Erro de *Bits*). Esse parâmetro torna possível dimensionar um canal de tal modo que este tenha uma boa relação Sinal/Ruído.

Os usuários desejam usufruir de um sistema com mais qualidade e com melhores taxas de transmissão. O primeiro passo para tal, é o sistema ter uma boa relação Sinal/Ruído. Isso significa que um canal transmite dados com mais robustez, de modo que este seja mais imune a efeitos que ocasionam erros no processo final da transmissão. Com isso, são realizados testes nos canais de transmissão de modo a

averiguar o desempenho dos mesmos. O teste realizado nesta dissertação, como mencionado anteriormente, é uma simulação apresentada no MATLAB, sempre sabendo que a simulação, por mais que represente algo perto da realidade, não representa a realidade. Os efeitos de espalhamento, difração, refração e reflexão só podem ser vistos no ambiente. A simulação é a base, mas o resultado real é no campo.

1.2. OBJETIVOS

Este trabalho tem a finalidade de relatar as experiências propostas no curso de Mestrado, desde Junho de 2008 até Junho de 2010. Serão abordadas a parte teórica, a configuração dos sistemas e seus resultados.

O objetivo do trabalho passa a ser mostrar resultados comparativos entre as modulações BPSK e QAM, em um canal que utiliza um modo de transmissão OFDM. Essa dissertação trata de um estudo que tem utilização direta nos modelos de Quarta Geração da telefonia celular, porém seus resultados e suas conclusões podem ser debatidas e utilizadas em qualquer sistema que apresente as modulações BPSK e QAM sendo transmitidas em um modelo multiportadoras.

1.3. ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Com isso, pode-se dividir o experimento científico que será apresentado da seguinte forma:

- 1) O primeiro capítulo mostra uma análise das tecnologias existentes de Comunicações Móveis, mostrando diferenças e realçando as características de cada tecnologia, tratando das evoluções e o que permaneceu das gerações anteriores até os modelos atuais.
- 2) O segundo capítulo define cada tipo de modulação, explicitando o que cada uma delas oferece e mostrando as sutilezas matemáticas de cada uma,
- 3) O terceiro capítulo descreve as simulações, como foram feitas, sobre que informações foram desenvolvidas e seus componentes nos diagramas de blocos do *Simulink*, descrevendo cada elemento para o sistema. São apresentados os resultados das

simulações e as análises estatísticas, com comentários acerca destes resultados em forma de gráficos, sendo, desta forma, melhores descritos.

4) Uma conclusão, com as observações devidas a cerca de todo o trabalho realizado na presente dissertação, e também sugestões de trabalhos futuros para o melhor desenvolvimento do assunto.

2 A EVOLUÇÃO DA TECNOLOGIA CELULAR

“As Telecomunicações são a força propulsora que está, simultaneamente, criando a gigantesca economia global e tornando as partes menores mais poderosas.” (Paradoxo Global - John Naisbitt).

As redes de Comunicações Móveis têm apresentado uma evolução muito grande nos últimos anos, culminando em maior procura no mercado de trabalho, além da criação de novas tecnologias. Isto impulsionou pesquisas na área de Telecomunicações e investimentos, que resultaram em uma grande demanda de tecnologia. Como exemplo de tal caso, pode-se constatar que o Brasil atualmente é o quinto maior mercado de celulares do mundo, com 166,1 milhões em setembro de 2009, segundo levantamento da Anatel. Foi constatado que no Brasil existem 86,67 celulares por grupo de 100 habitantes. E some-se a isso os 6,5 milhões de celulares 3G e *modems* de acesso à Internet vendidos em setembro.

Fazendo um breve histórico da telefonia celular no Brasil, esta começou com a telefonia analógica, onde todos os sistemas se baseavam no AMPS (*Advanced Mobile Phone System*), desenvolvido nos Estados Unidos, na década de setenta. Nesse sistema, os sinais de voz modulam em frequência (FM) as portadoras dos sinais. A sinalização opera em uma taxa de 10 kbit/s, utilizando modulação FSK (o FM digital). Tanto os sinais de voz quanto os de sinalização ocupam, individualmente, uma faixa de 30 kHz.

A partir de então, será explicada a telefonia digital, com uma pequena apresentação da Segunda Geração da telefonia celular, para o melhor entendimento da Terceira Geração (3G).

2.1 SISTEMAS DE TELEFONIA DIGITAL DE SEGUNDA GERAÇÃO

O desenvolvimento dos sistemas digitais que constituem a base da segunda geração de telefonia móvel celular se orientou em idéias distintas. Nos Estados Unidos buscou-se manter a compatibilidade com o sistema AMPS e permitir o *roaming* no país. Na Europa, o objetivo era desenvolver um padrão compatível com a rede de telefonia fixa e com os padrões ITU (*International Telecommunication Unit*), pois havia muitos sistemas distintos. Com isso, os objetivos da comunicação móvel digital eram:

- .Aumentar a sensibilidade dos receptores;
- .Melhorar a eficiência espectral, com maior rejeição à interferência;
- .Elevar a imunidade ao ambiente de propagação;
- .Utilizar códigos corretores de erros para a voz.

Com isso, a FCC (*Federal Communications Commission*), nos Estados Unidos, adotou metas para a transição entre o padrão analógico e o sistema digital celular. Entre essas metas, permitir que dentro de uma faixa de frequência pudesse alocar mais assinantes, via acesso temporal (TDMA IS-54) ou por código (CDMA IS-95), além de assegurar a capacidade adequada para expandir a cobertura para assinantes analógicos e garantir a qualidade no desempenho de transmissão, em ambos os sistemas (analógico e digital).

Como na Europa existiam múltiplos sistemas analógicos, não buscou-se uma compatibilização. Foi desenvolvida a tecnologia GSM (*Global System for Mobile Communications*), que possibilitou *roaming* internacional, o que os sistemas anteriores não permitiam, exatamente por conta desta multiplicidade. A Tabela 1 mostra os sistemas digitais, com suas características principais.

Tabela 1: Características dos Modelos de sistemas digitais

Sistema	Europa	EUA	EUA
Parâmetro	GSM	IS-54	IS-95
Faixa (MHz) Base-Móvel	935-960	869-894	869-894

Móvel-Base	890-915	824-849	940-956
Acesso múltiplo	TDMA	TDMA	CDMA
Canais por portadora	8	3	$\frac{55}{62}$
Taxa do Canal não-codificado (kbit/s)	13,0	7,95	$\frac{1,2}{9,6}$
Taxa do canal Codificado (kbit/s)	22,8	13,0	$\frac{19,2}{28,8}$
Modulação	GMSK	$\pi/4$ -DQPSK	QPSK/DQPSK
Taxa de transmissão (kbit/s)	270,8	48,6	1228,0
Conjunto Mínimo de Células	4 (pessimista) 3 (otimista)	7 (pessimista) 4 (otimista)	1 1
Equalizador Adaptativo	Obrigatório	Obrigatório	Não
Banda Passante (kHz)	200	30	1250

Para operar com amplificadores de potência não-lineares de alto-rendimento, são empregadas as variações da modulação QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*) nos padrões americanos. Isto propicia uma satisfatória relação de compromisso entre a largura de faixa do canal de transmissão e a tolerância ao ruído. As sessões seguintes tratam os modelos americanos e europeu individualmente.

2.1.1 Sistemas Americanos

Nos Estados Unidos, tornou-se evidente a necessidade de desenvolver um sistema com maior capacidade que a obtida com o padrão AMPS. Isso devido ao congestionamento, em 1988, do serviço móvel em grandes cidades, como Chicago e Los Angeles. Foi proposta uma alternativa - NAMPS, na verdade um AMPS de faixa estreita – para a duplicação do número de usuários por meio de uma utilização eficiente da faixa ocupada pelo canal de voz.

O aumento da interferência e a perda da qualidade do sinal acabaram por anular o esforço empregado nessa solução. E ainda se tinha a dúvida de que, caso se implementasse um sistema inteiramente novo, como ficaria a qualidade do serviço para os usuários do AMPS, além de acarretar um custo elevado de infra-estrutura para a sua implantação. Com isso, foram criados os padrões TDMA e GSM, compatíveis com o padrão AMPS.

O padrão TDMA (*Time Division Multiple Access*) IS-54/136 apresenta 30 kHz por frequência portadora, utilizando um TDMA com 3 usuários por portadora. Apresenta um circuito corretor de erro, com código convolucional de $\frac{1}{2}$, que contribui com 5,05 kbit/s.

A modulação $\pi/4$ -DQPSK apresenta as transições de fase rotacionadas em 45° em relação ao sistema DQPSK. Apresenta quatro estados potenciais, definidos em estado prévio, conforme a Tabela 2.

Tabela 2: Estados potenciais para a modulação $\pi/4$ -DQPSK no TDMA.

Símbolo	Transição de Fase $\pi/4$ -DQPSK
00	$\pi/4$
01	$3\pi/4$
10	$-\pi/4$
11	$-3\pi/4$

O padrão TDMA pode apresentar um ganho de três a seis vezes a capacidade do AMPS, dependendo do número de células por *cluster* (4 otimista ou 7 pessimista). Em termos práticos, admite-se que o TDMA tem um ganho entre três e quatro.

O outro padrão americano, o CDMA (*Code Division Multiple Access*), utiliza a técnica de espalhamento do espectro, que se manteve durante muito tempo restrita a aplicações militares, aplicando suas características de privacidade (dificuldade da interceptação) e resistência a sinais interferentes, sejam intencionais ou não [10].

A principal característica dos sistemas de espectro espalhado tem uma profunda relação com a sua banda passante, muito superior àquelas dos sinais de banda básica, ou modulados por meio de técnicas convolucionais. Os códigos utilizados podem ser ortogonais (Walsh) ou PN (pseudo-aleatórias), onde um *bit* deste tipo de código é conhecido como “*chip*” e sua taxa de *bits* nesse código é chamada então de “*chips rate*”. Este tipo de espalhamento é

conhecido como espalhamento espectral por sequência direta. O CDMA utiliza três códigos, como mostrado na Tabela 3 abaixo, todos com taxas de 1,2288 Mcps.

Tabela 3: Códigos convolucionais do CDMA.

Walsh	Conjunto de 64 códigos ortogonais, de W_0 até W_{63} .
Sequência PN Longa	Conjunto de $4,398 \times 10^{12}$ códigos diferentes ($2^{42}-1$), gerados por um registrador de deslocamento de 42 <i>bits</i> .
Sequência PN Curta	Conjunto de 32767 códigos diferentes ($2^{15}-1$), gerados por um registrador de deslocamento de 15 <i>bits</i>

O sistema de espalhamento espectral gerado por uma sequência PN, ou seja, por sequência direta, é ilustrado na Figura 2.1.

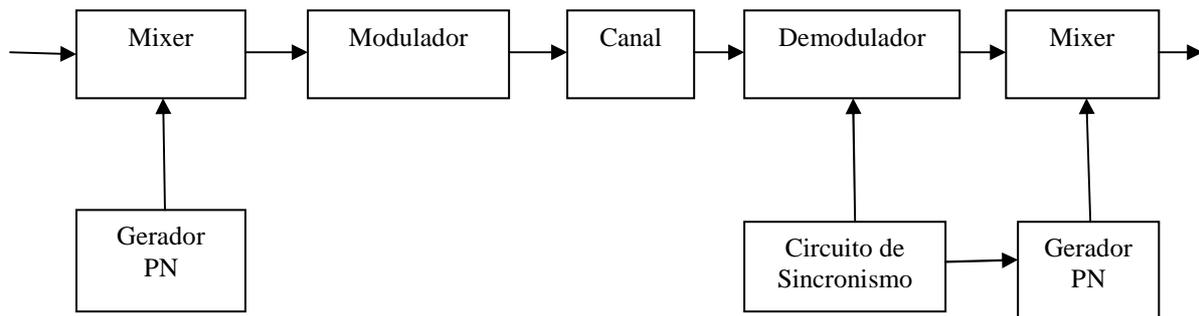


Figura 2.1: Sistema de espalhamento espectral por sequência direta.

O processo de transmissão do sinal espalhado começa com uma modulação digital de uma portadora. Na Figura acima, quem desempenha o papel do modulador é o *Mixer*. Podem ser utilizadas as técnicas BPSK e QPSK [10].

As sequências PN poderiam ser armazenadas em alguma memória e, com o auxílio de algum algoritmo de busca, poderiam ser encontradas e então utilizadas. No entanto, foram desenvolvidas técnicas que iriam diminuir bastante os custos e, também, a dificuldade de implementação para aquisição dessas sequências. Para tal, utiliza-se a teoria dos corpos de Galois [10].

A teoria de Galois trata de um ramo da álgebra abstrata. Em seu nível mais básico, utiliza um grupo de permutações para descrever como as várias raízes de uma certa equação polinomial estão relacionadas uma com as outras.

Para a geração das seqüências PN, é apresentada a Figura 2.2, onde é mostrado o gerador genérico de uma seqüência PN.

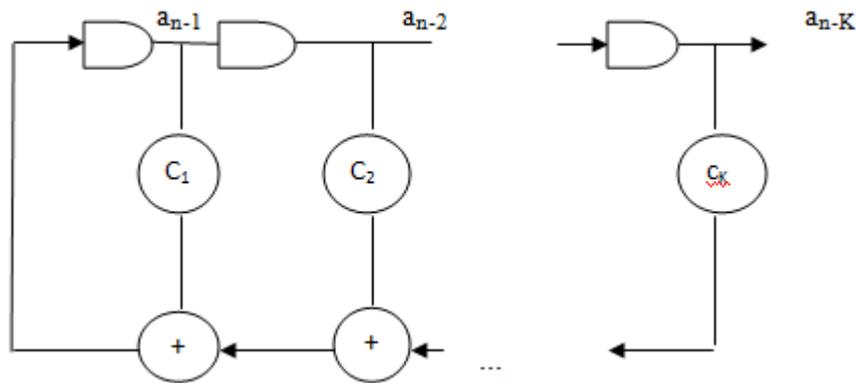


Figura 2.2: Gerador de Sequências PN.

Os registradores são iniciados com um conjunto de *bits*. A cada período do relógio, o conteúdo a_j é então deslocado para a direita. Pela Figura, nota-se que um total de K registradores são utilizados no processo, cujas saídas são ligadas a um somador de módulo 2, que fazem parte da linha de realimentação do gerador. Cada c_j presente na ligação indica se a realimentação está ativada ou não: $c_j=0$ não há ligação, $c_j=1$ há ligação. E cada pulso do relógio obtém-se um *bit* da seqüência PN na saída do gerador, representadas por a_{n-K} . Todos os processos utilizados são lineares, o que representa na realidade que cada *bit* introduzido no primeiro registrador contribui nos próximos K *bits*. O que mostra então que o registrador tem uma capacidade de memória [10].

Para cada gerador existe um polinômio característico. O número de registradores é explicitado pelo grau deste polinômio e seus coeficientes correspondem às conexões entre os registradores e os somadores de módulo 2. Para a Figura 2, o polinômio característico fica da forma:

$$f(D) = 1 + c_1D + c_2D^2 + \dots + c_KD^K \quad (2.1)$$

onde D^k representa o registrador ao qual se está designando, e c_k corresponde à ligação deste registrador com o somador módulo -2.

O código de Walsh é um conjunto de 64 seqüências ortogonais, cada uma com 64 *bits*, geradas de uma forma recursiva pela matriz de Hadamard:

$$H_{2n} = \begin{pmatrix} H_n & H_n \\ H_n & \bar{H}_n \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Cada seqüência tem um número MSI (*Modulation Symbol Index*), com $n = 1, 2, 4, 8, 16, 32$. A seqüência de Walsh, no IS-95, corresponde a cada linha da matriz de ordem 64.

Na modulação ortogonal, utilizam-se 6 *bits* da entrada para calcular um valor de MSI. Calculando o valor, a saída tem os 64 *bits* da seqüência de Walsh correspondente ao valor MSI [10].

A Tabela 4 mostra mostra a matriz H_{64} para o CDMA (IS-95).

Tabela 4: Sequências de Walsh.

	1	2	3	4	5	6	7	8	...	60	61	62	63
1	0	0	0	0	0	0	0	0	...	0	0	0	0
2	0	1	0	1	0	1	0	1	...	0	1	0	1
3	0	0	1	1	0	0	1	1	...	0	0	1	1
4	0	0	0	0	1	1	1	1	...	1	1	1	1
5	0	1	0	1	1	0	1	0	...	1	0	1	0
6	0	0	1	1	1	1	0	0	...	1	1	0	0
7	0	1	1	0	1	0	0	1	...	1	0	0	1
8	0	0	0	0	0	0	0	0	...	1	1	1	1
⋮													
60	0	0	0	0	1	1	1	1	...	0	0	0	0
61	0	1	0	1	1	0	1	0	...	0	1	0	1
62	0	0	1	1	1	1	0	0	...	0	0	1	1
63	0	1	1	0	1	0	0	1	...	0	1	1	0

O CDMA tem como uma de suas características a alta rejeição a sinais interferentes, tanto no que diz respeito às interferências inerentes ao próprio sistema - co-canal e canal

adjacente- como as interferências externas. O uso de códigos ortogonais e o nível de potência transmitido pelas ERBs são procedimentos imprescindíveis [10].

Uma outra característica do CDMA é o reuso de todas as frequências disponíveis, pois todas as células compartilham o mesmo canal de RF, o que torna a coordenação de frequências desnecessária. Além disso, aproveita de forma construtiva da interferência multipercurso, através da utilização do receptor *Rake*, não havendo necessidade de equalizadores de canal.

O padrão também utiliza o processo de *soft* e *softer handoff*. O *softer handoff* ocorre quando uma ERB transmite uma informação para um dispositivo móvel que trafega entre dois setores distintos. O *soft handoff* ocorre quando duas ERBs, operando na mesma frequência, transmitem a informação para um dispositivo móvel que trafega entre dois setores diferentes. E ainda existe o *hard handoff*, que ocorre quando ERBs de frequências distintas transmitem informações para um dispositivo móvel que trafega entre dois sistemas diferentes. O receptor *Rake* realiza uma combinação dos sinais vindos do *soft* e *softer handoff* de tal modo que estes se alinhem em fase. As Figuras 2.3 e 2.4 mostram como os sistemas de *soft* e *softer handoff* funcionam no CDMA.

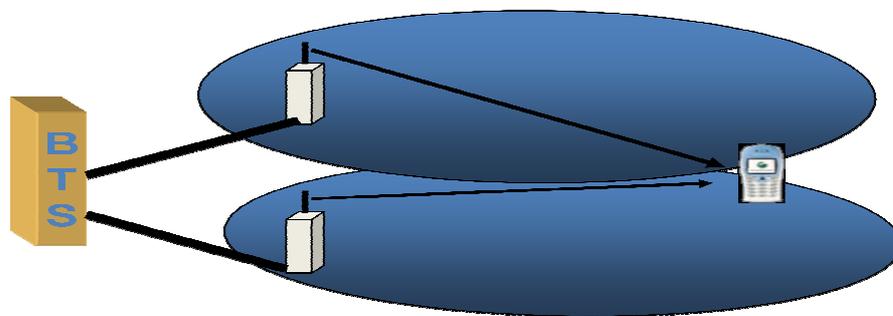


Figura 2.3: *Soft Handoff*

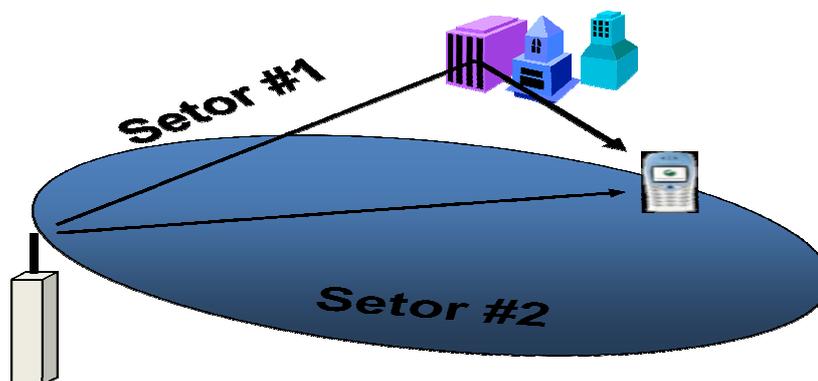


Figura 2.4: *Softer Handoff*

O CDMA também apresenta o Controle de Potência. Esse mecanismo evita a interferência perto-distante, ou seja, faz com que um usuário mais próximo da ERB não possa mascarar o sinal fraco de um usuário distante. Este Controle de Potência cobre uma faixa de 100 MHz.

O TIA (*Telecommunications Industry Association*), órgão que optou pelo CDMA, ainda lançou dois sistemas originados do CDMA: o *cdmaOne* e o *cdma2000*. O *cdmaOne* é compatível com a interface aérea IS-95 e com o padrão de rede para interconexão de centrais ANSI-41. O protocolo IS-95A opera nas faixas de 800 MHz e 1,9 GHz, com uma taxa de transmissão de até 14,4 kbps. Na versão IS-95B há suporte até 115 kbps, com utilização de oito canais [10].

2.1.2 Sistema Europeu

Tecnologia utilizada por mais de um bilhão de pessoas em 200 países, o GSM foi desenvolvido, inicialmente, em 1982 pela CEPT (*European Conference of Postal and Telecommunications Administrations*). Sua especificação básica foi aprovada em 1987 e posteriormente passou a fazer parte do ERSI. O padrão é adotado em toda a Europa, na Austrália, no Brasil, na América e em diversos países asiáticos e africanos.

A Arquitetura GSM é apresentada na Figura 2.5 a seguir.

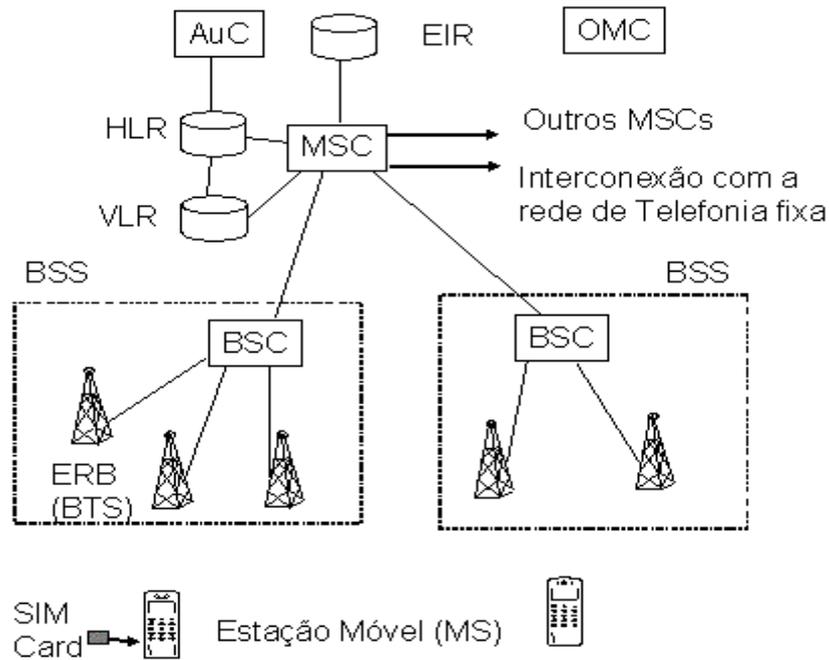


Figura 2.5: Arquitetura GSM

A Estação Móvel é basicamente composta por dois elementos: o equipamento móvel ou terminal e o SIM, que é o Módulo de Identificação do Assinante, que fornece uma identificação ao equipamento móvel. As Estações Móveis instaladas em carros podem ter potência máxima de saída até 20 W. Os terminais de bolso podem assumir até 1 W de potência de saída, com a potência média transmitida sendo bem inferior a esse valor.

A BSS (*Base Station System*) provê e gerencia as transmissões entre as estações móveis e a MSC que corresponde à CCC (Central de Comutação e Controle). Também gerencia a interface de radiotransmissão entre as estações móveis e todos os subsistemas do GSM. É formada por várias ERBs (Estações Rádio-Base) que constituem uma célula e um BSC (*Base Station Controller*), que monitora e controla as várias ERBs. Suas principais tarefas são *handover*, salto em frequência e funções de troca e controle do nível de potência das ERBs.

Apresenta, como uma de suas principais características, a largura de faixa por portadora de 200 MHz, com cada usuário dispondo dessa faixa durante 577 μ s, o período de uma janela (*slot*). Um quadro (*frame*) compreende a reunião de oito usuários distintos, de duração 4,615 ms ($8 \times 577 \mu$ s).

A modulação GMSK, utilizada no GSM, é derivada da MSK (*Minimum Shift Keying*). Nesse processo, o sinal passa por um filtro gaussiano, antes de entrar no modulador. Essa filtragem reduz os lobos laterais do espectro de frequência, minimizando a interferência do

canal adjacente. Esta modulação pode ser vista como um caso especial da modulação FSK (*Frequency Shift Keying*). A amplitude constante da envoltória do sinal permite operar com amplificadores de potência sem requisitos de linearidade, como o caso dos amplificadores classe C. Estes amplificadores, não-lineares, aumentam a eficiência do modulador, com custo de produção relativamente baixo, e operam em longo tempo sem necessidade de carregar as baterias.

Como em outros padrões, o GSM também sofre com os efeitos do desvanecimento de multipercursos, e para compensar tal efeito, o GSM utiliza equalizadores de canal, para evitar os efeitos do desvanecimento seletivo e interferências co-canal, o GSM utiliza o salto em frequência lento, que implica na utilização de frequências portadoras distintas a cada quadro TDMA. O salto de frequência tem a taxa de 217 quadros /s. Esta técnica é ilustrada na Figura 2.6.

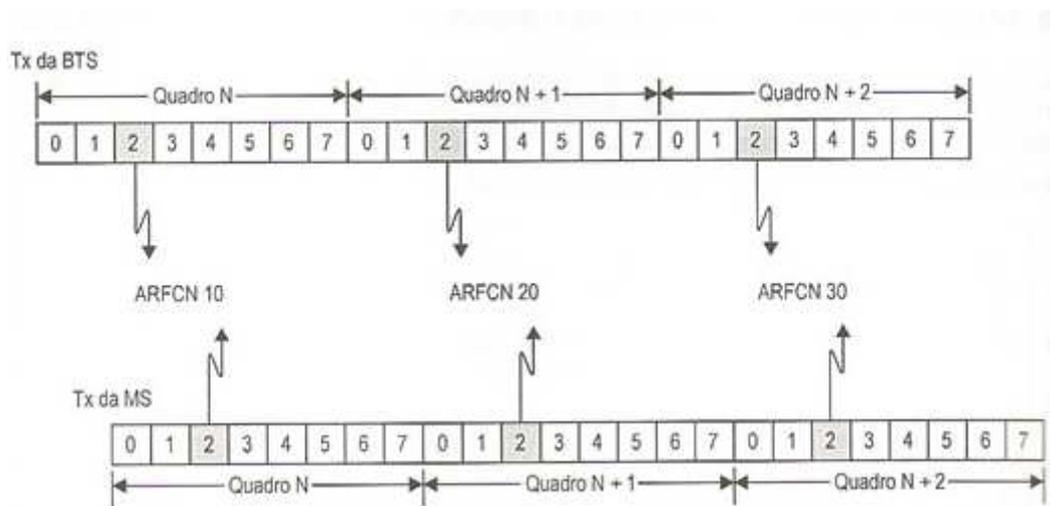


Figura 2.6: Salto em frequência do GSM.

Quando a Estação Móvel trafega em alta velocidade, o desvanecimento apresenta curta duração e o erro de rajada resultante pode ser combatido pelo entrelaçamento de *bits* e pela codificação do canal. Em baixa velocidade, a Estação Móvel permanece um tempo maior na condição de desvanecimento e as técnicas citadas serão menos eficazes. Com o salto em frequência, fica assegurado que a Estação Móvel não se manterá na frequência afetada pelo desvanecimento seletivo mais do que a duração de um quadro. Para que o procedimento funcione adequadamente, é necessário que a nova frequência esteja separada da antiga por um intervalo de tempo maior que a largura da faixa de coerência do canal. Com isso, a probabilidade de que a nova frequência não esteja na condição de desvanecimento é alta.

No GSM também existe o problema de *handoff*, que no sistema é mais conhecido como *handover*. Quando o usuário realizava uma chamada e cruzava a fronteira entre uma célula e outra, o que costumava-se fazer era ignorar a chamada anterior. No sistema GSM, a Estação Móvel deve monitorar continuamente os níveis de potência recebidos nas células vizinhas. Para tal, a ERB deve fornecer ao móvel uma lista de ERBs, contendo os canais, cujas frequências devem ser medidas. Essa lista então é transmitida no canal base, que é o primeiro canal em que o móvel sintoniza quando é ligado. A Estação Móvel então realiza medidas do nível de qualidade e potência do sinal recebido da célula de forma contínua e também o nível de potência das células adjacentes. O resultado dessas medidas é então um relatório, enviado periodicamente à ERB. Cabe ressaltar que a ERB pode também realizar as medidas de qualidade e potência do enlace com a Estação Móvel. Caso estas indiquem a necessidade de *handover*, este poderá ser realizado imediatamente sem a necessidade de esperar pelas medidas feitas pela Estação Móvel, pois a ERB apropriada para receber o móvel já é conhecida.

O padrão GSM foi projetado de modo a ser compatível com a RDSI (Rede Digital de Serviços Integrados). Assim, o GSM oferece uma série de opções de chamadas, tais como desvio de chamada, espera, chamadas com restrição e uma variedade de serviços de dados até 9600 kbit/s, em que é dispensável o uso de *modems* específicos .

Para serviços de rádio para pacotes em geral foi desenvolvido o GPRS(*General Packet Radio Service*) para sua transmissão no GSM. Os pacotes são enviados também por múltiplos *slots* de tempo, que são alocados conforme a demanda de pacotes enviados ou recebidos. Desta forma, consegue-se um serviço de dados com conexão permanente (*always on*), sem a necessidade de se reservar permanentemente *slots* de tempo para o transporte de dados.

As principais características do GPRS são:

- . Taxa de transporte de dados máxima de 26 a 40 kbps, podendo chegar teoricamente a 171,2 kbps;
- . Conexão de dados sem a necessidade de se estabelecer um circuito telefônico, o que permite cobrança por utilização e não por tempo de conexão, fazendo com que o serviço esteja sempre disponível para o usuário (*always on*);
- . Pequenas modificações na infra-estrutura das redes de GSM, o que facilita a sua adoção pelas mesmas;
- . Transporte de dados definidos pelos protocolos IP e X.25.

Também foi implementada uma evolução da rede GPRS, conhecida como EDGE (*Enhanced Data rates for GSM Evolution*). O EDGE representa uma evolução que já visava a passagem para a Terceira Geração. Permite à operadora oferecer maiores taxas de dados, usando a mesma portadora de 200 kHz. Com isso, cria-se na operadora um ambiente para a realização de serviços mais sofisticados, melhorando a receita média por usuário, sem a necessidade de investimentos adicionais em novas faixas de frequências.

As alterações na rede são mínimas, com um foco maior na modulação e na implementação de nova codificação e decodificação no sinal, associado com adaptações do sinal e envio de redundância de informação, que aumentem a eficiência da utilização do espectro.

No EDGE, todos os blocos do GSM/GPRS continuam funcionando, sendo necessárias apenas atualizações nos *softwares* das estações Rádio-Base para possibilitar o funcionamento das modulações GMSK e 8PSK, além da troca da placa PCU (*Packet Control Unit*) por uma placa EPCU (*Enhanced Packet Control Unit*) na ERB, que também sofre uma atualização no seu *software*. O EDGE inclui comutação por circuitos e comutação por pacotes.

2.2 SISTEMAS DIGITAIS DE TELEFONIA CELULAR DE TERCEIRA GERAÇÃO

A Terceira Geração de Telefonia Celular caracteriza-se por buscar avanços em alguns aspectos importantes, como taxa de transmissão, por exemplo, além de efetuar comutação de pacotes em alta velocidade. Um de seus modelos principais é o UMTS, que utiliza a interface aérea WCDMA, além 1x EV-DO, o conhecido cdma2000. A Figura 2.7 mostra as evoluções das tecnologias celulares até a Terceira Geração.

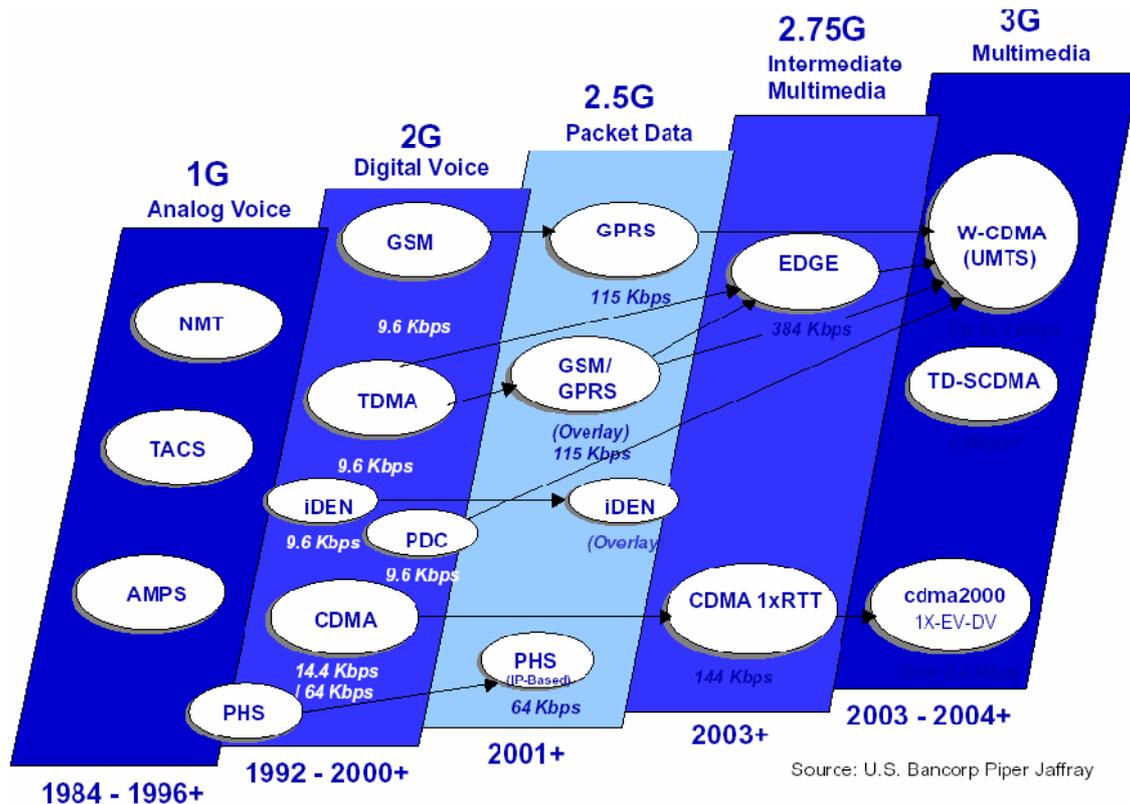


Figura 2.7: Evolução das redes de Telefonia Celular desde a Primeira até a Terceira Geração.

O trabalho detalhará, com mais ênfase, o UMTS e sua interface WCDMA, que serão tratados nas sessões seguintes.

2.2.1 O Sistema UMTS e o WCDMA

O UMTS é o termo adotado para designar o padrão de Terceira Geração estabelecido como evolução para operadores GSM e que utilizam como interface rádio o WCDMA e o EDGE.

Até o ano de 2000, o desenvolvimento de padrões para o GSM foi produzido pelo ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*). A partir desta data, a responsabilidade passou a ser do 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*). Trata-se de um esforço conjunto de várias organizações de padronizações ao redor do mundo que tinham o objetivo de definir um sistema celular global 3G UMTS.

O WCDMA (*Wide-Band Code-Division Multiple Access*) apresenta algumas vantagens, quando comparado aos sistemas de Segunda Geração:

- .Maiores taxas de transmissão, podendo alcançar até 2Mbps;
- .Multiplexação de serviços com diferentes QoS (*Quality of Service*) em uma mesma conexão como, por exemplo, vídeo e dados;
- .Serviços com diferentes Taxas Variáveis de *Bits* (VBR);
- .Elevada eficiência espectral;
- .Suporte a taxas diferenciadas de *downlink* e *uplink*, muito usado na Internet, por exemplo.

O UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*) foi desenvolvido para ser utilizado tanto em tecnologias de comutação de circuitos (CS) quanto por tecnologias de comutação de pacotes (PS). Para as conexões via CS, a taxa máxima alcançada é de 384 kbps, enquanto para conexões PS, a taxa máxima alcançada é de 2 Mbps. Para o caso PS, seu suporte básico é o IP, que passa a se denominar IMS.

Ainda comparando ao GSM, o UMTS apresenta, como novidade, a possibilidade de negociação das características (vazão, retardo, taxa de erro) do suporte rádio para o transporte dos diferentes serviços.

Quanto aos serviços, o UMTS oferece tele serviços (voz, SMS) e serviços *bearer*, que definem a capacidade de transferência de informação entre os pontos de acesso. Estes serviços apresentam diferentes QoS para o máximo retardo na transferência, variação no retardo e taxa de erro de *bits*. Na Figura 2.8 é apresentada uma comparação entre os diferentes tipos de padrões, quanto à taxa de transmissão, relacionada à mobilidade.

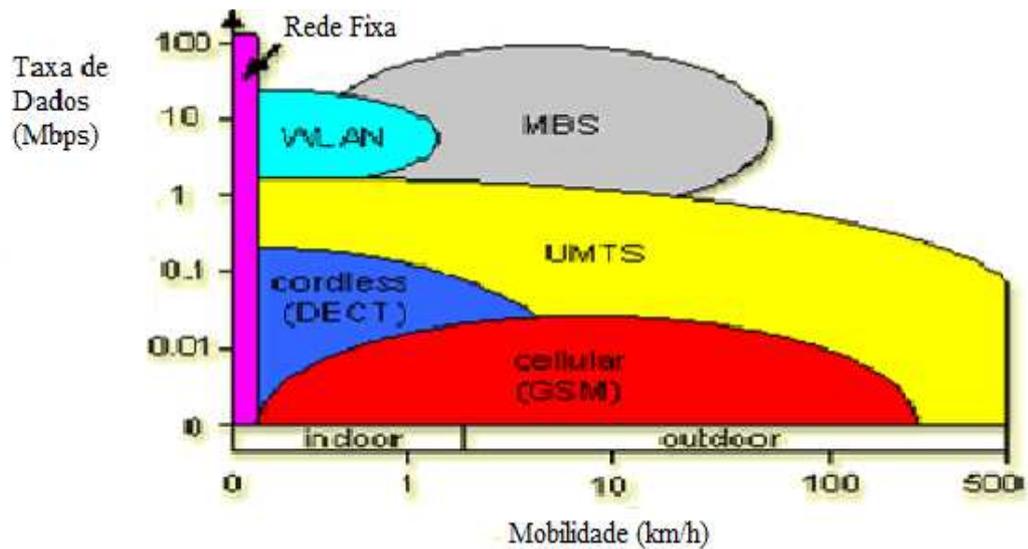


Figura 2.8: Serviços UMTS comparados quanto à taxa de transmissão e à mobilidade.

Os serviços de rede UMTS possuem diferentes classes de QoS para quatro tipos de tráfego:

- .Classe de Conversação (voz, vídeo telefonia, vídeo *gaming*);
- .Classe de *Streaming* (*multimedia*, vídeo sob demanda, *webcast*);
- .Classe Interativa (*Web browsing*, jogos em rede, serviços baseados na localização do usuário, recuperação de dados de uma base de dados);
- .Classe de *Background* (e-mail, SMS, *downloading*).

No WCDMA, o sinal do usuário é multiplicado por uma sequência pseudo-aleatória, causando um espalhamento no sinal do usuário. No WCDMA, a taxa de chips é de 3,84 Mcps, mais elevada que a de 1,288 Mcps do CDMA, o que leva a uma banda de, aproximadamente, 5 MHz. O WCDMA ainda suporta operações de modo assíncrono, tornando desnecessária a utilização de sinal do GPS (*Global Positioning System*), facilitando sua operação em microcélulas localizadas dentro dos prédios, onde se torna impraticável a recepção do sinal de satélite.

A Figura 2.9 mostra a divisão de uma banda de 5 MHz de acordo com a taxa de recepção do usuário.

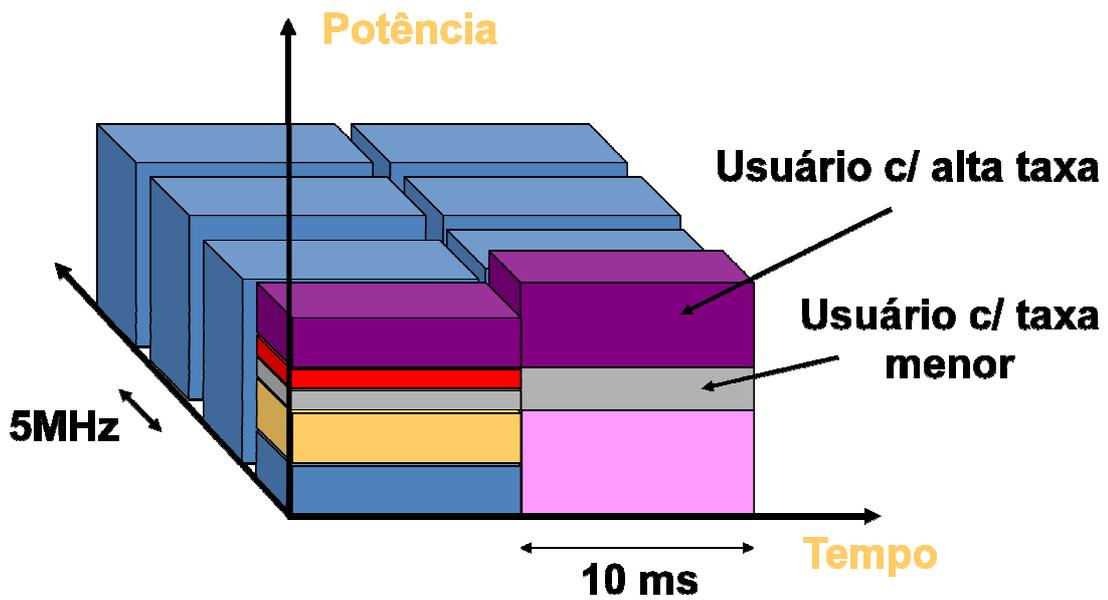


Figura 2.9: Utilização da banda pelos usuários WCDMA.

O que se nota de importante no WCDMA é que ele importou várias características do CDMA consigo. Entre elas, a sincronização dos sinais recebidos dos multipercursos pelo Receptor *Rake*. Também apresenta o Controle de Potência, sendo a diferença que este controle é efetuado numa frequência de 1500 Hz, enquanto no CDMA e no cdma2000 este é efetuado numa frequência de 800 Hz. O WCDMA também opera em *soft*, *softer* e *hard handover*, já explicado anteriormente. Na Tabela 5 são mostradas as diferenças básicas entre o WCDMA e o CDMA/cdma2000.

Tabela 5: Comparativo entre as tecnologias WCDMA, CDMA e cdma2000.

	WCDMA	CDMA/cdma2000
Banda por Portadora (MHz)	5	1,25
Taxa de chips (Mcps)	3,84	1,2288
Frequência do Controle de Potência (Hz)	1500	800
Sincronismo da ERB	Não é necessário	É necessário

2.2.1.1. Arquitetura UMTS

A arquitetura UMTS pode ser apresentada basicamente pela Figura 2.10:

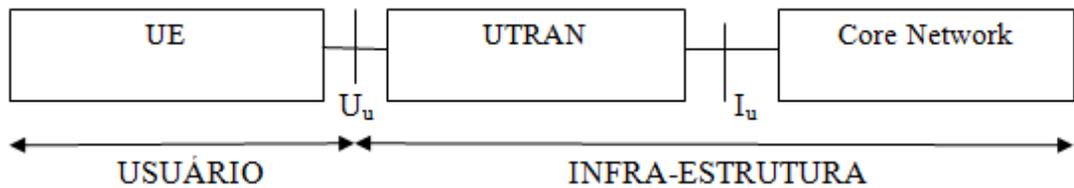


Figura 2.10: Arquitetura UMTS de modo simplificado.

A Figura acima destaca as três partes constituintes do sistema UMTS. A UE, onde se localiza o usuário, a UTRAN (*UMTS Terrestrial Radio Access Network*) e o Core Network (CN). Ainda na Figura, U_u e I_u são as interfaces entre estas entidades.

De uma forma mais geral, a arquitetura UMTS é mostrada na Figura 2.11, com os seus principais componentes.

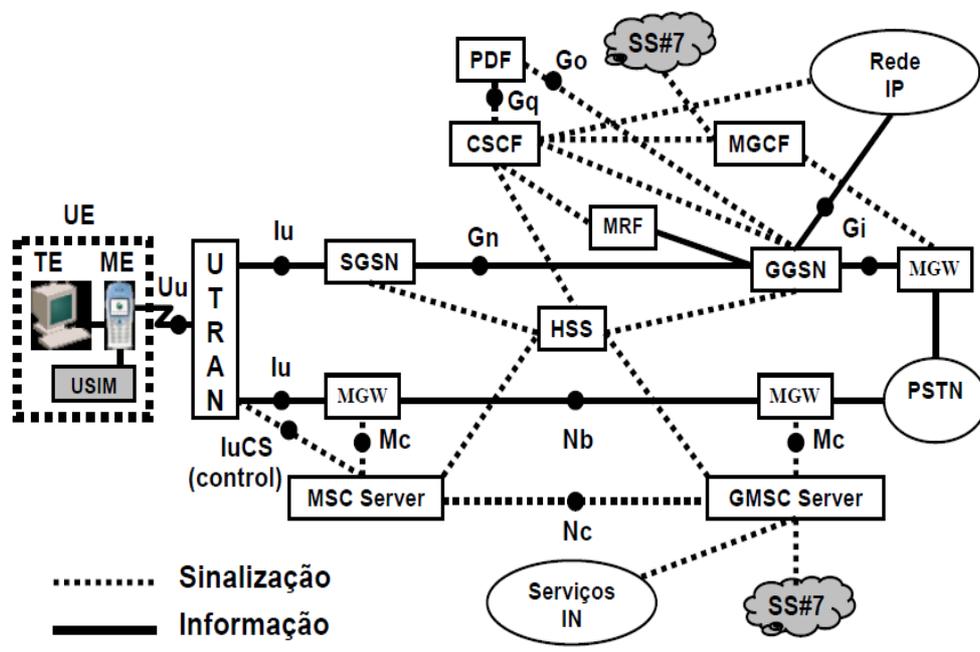


Figura 2.11: Arquitetura completa de um sistema UMTS.

A metade superior da Figura representa os blocos funcionais relacionados ao modo PS. A metade inferior trata dos componentes do modo CS. Esses componentes são, portanto, assim discriminados:

-UE (*User Equipment*): Composto pelo equipamento terminal ou móvel e o USIM, que é um cartão de identificação colocado no terminal móvel. Ele executa a mesma função que o cartão SIM no GSM.

-UTRAN: É a rede terrestre de acesso rádio do UMTS. Faz a mediação entre a interface aérea e a rede fixa. A UTRAN tem a composição mostrada na Figura 2.12.

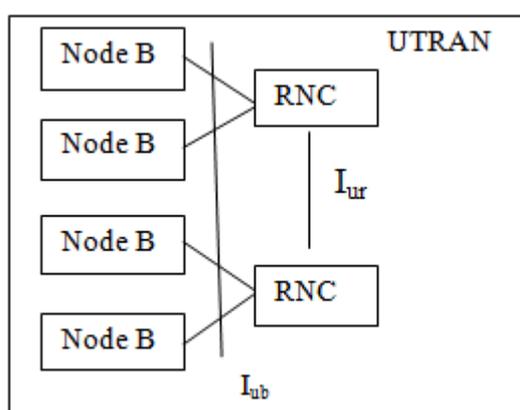


Figura 2.12: Visão da UTRAN de forma detalhada.

A UTRAN é composta pelo Node B e pelo RNC. O Node B é a ERB do UMTS, que no sistema GSM correspondia ao BTS. O RNC (*Radio Network Control*) exerce o papel de controle das ERBs. No GSM essa função era exercida pelo BSC.

-HSS (*Home Subscriber Server*): É onde se localiza as bases de dados dos usuários. Além disso, realiza suporte a outros servidores para funções de autenticação, localização e autorização.

Os componentes no modo PS são então os seguintes:

-SGSN (*Serving GPRS Support Node*): É um roteador que apresenta funções de autenticação, através de consultas ao VLR, além de realizar as funções de autorização e bilhetagem do usuário.

-GGSN (*Gateway GPRS Support Node*): Também é um roteador. Executa o interfaceamento do sistema com a rede IP e coleta as informações de bilhetagem do SGSN.

- MRF (*Media Resource Function*): Realiza funções relacionadas às conferências multimídia.
- MGCF (*Media Gateway Control Function*): Opera como um *SoftSwitch*, fazendo o controle dos MGWs associados. Faz a interface entre o modo PS e a RTPC.
- CSCF (*Call Session Control Function*): Funciona como um *Proxy Server*, em uma configuração SIP. Apresenta-se em três tipos:
 - .P-CSCF (*Proxy-CSCF*): Recebe e envia comandos SIP diretamente ao UE.
 - .I-CSCF (*Interrogation-CSCF*): Localiza-se no *home network* do UE. Conecta o P-CSCF ao S-CSCF.
 - .S-CSCF (*Server-CSCF*): Também se localiza no *home network* do UE e fornece informações do UE quando solicitado.
- PDF(*Policy Decision Function*): Controla os recursos da rede.

Os componentes do modo CS:

- MGW (*Media Datway*): Apresenta as mesmas funções de um Gateway H.248. É controlado pelo *GMSC Server*.
- MSC *Server*(*Mobile Switching Center*): Opera como um *SoftSwitch* e controla os MGWs associados.
- GMSC *Server*(*Gateway MSC*): Tem as mesmas funções do *MSC Server*, fazendo a interface com a RTPC (*Real Time Transport Control Protocol*),encaminhando chamadas oriundas da PSTN (*Public Switched Telephone Network*).

2.2.1.2. HSPA

A Release 5 do 3GPP veio com o objetivo de aumentar as taxas de *downlink*, para com isso propiciar melhor acesso à Internet a partir de celulares. A partir dela, surgiu o chamado HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*).

Basicamente, o HSDPA baseia-se em duas técnicas:

- Retransmissão rápida de pacotes através do Node B (no WCDMA essa função era exercida pelo RNC);

-Tratamento de prioridades e agendamentos pelo Node B, que no WCDMA também era efetuado pelo RNC.

O HSDPA utiliza um canal compartilhado de transmissão e apresenta como principais características:

- Transmissão através de canal compartilhado e multi-código;
- Modulação de alta ordem;
- Reduzido intervalo de tempo de transmissão (TTI - *Transmission Time Interval*);
- Enlace adaptativo de alto desempenho;
- Despacho rápido;
- Mecanismo híbrido de requisição e repetição automática (*Fast Hybrid Automatic Repeat Request – ARQ*).

O WCDMA utiliza modulação QPSK para a direção *downlink*. O HSDPA além da modulação QPSK também pode usar a 16-QAM, fornecendo assim alta quantidade de dados. Como a 16-QAM tem uma capacidade de transmissão duas vezes maior que a QPSK, o seu uso da largura de banda é mais eficiente.

Além disso, o WCDMA utiliza uma TTI de 10, 20 ou 40 ms no *downlink*. No HSDPA, o TTI é reduzido para 2 ms no *downlink*. Esta redução do TTI implica em uma diminuição no tempo de ida e volta dos dados.

O enlace adaptativo surge do fato das condições de propagação variarem, significativamente, tanto no tempo quanto na posição diferentes dentro da célula. O enlace adaptativo ajusta os parâmetros de transmissão de acordo com as informações enviadas pelo terminal do usuário e, quando as condições de propagação do canal permitirem, habilita o uso de modulação de alta ordem.

O controle de potência do WCDMA é bastante eficaz por fornecer uma qualidade de serviço similar para todos os enlaces de comunicação, apesar das diferentes condições de propagação dos canais de rádio. Uma desvantagem desse mecanismo é que a potência disponível nem sempre é totalmente usada. Parte desta é reservada para uso nos casos em que as conexões em andamento necessitem de maior potência quando há deterioração das condições de propagação dos canais de rádio, logo, a potência da saída adicional não pode ser utilizada para aumentar a capacidade de transporte do sistema. Dessa forma, considerando a

capacidade total do sistema, o controle de potência não é o mecanismo mais eficiente para alocar os recursos disponíveis.

Por conta disso, o HSDPA utiliza o ajuste da taxa de *bits*. Com isso, a potência de transmissão não varia, e o sistema apenas ajusta a taxa de transmissão de dados. Esse mecanismo é conhecido como enlace adaptativo. A Figura 2.13 mostra o ajuste da taxa de dados de acordo com as condições de propagação do rádio enlace.

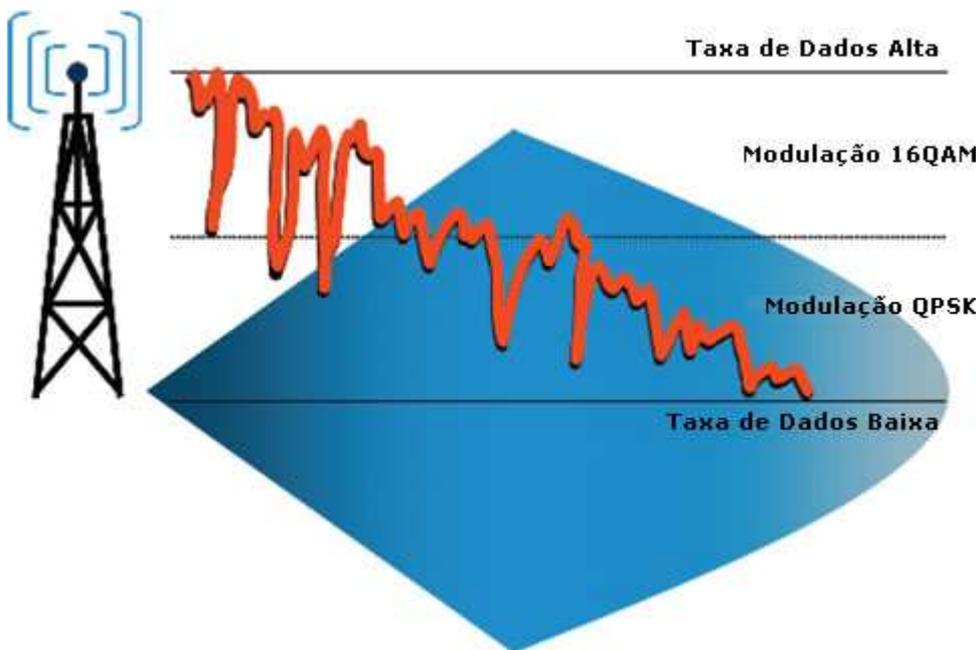


Figura 2.13: Ajuste da taxa de dados de acordo com as condições de propagação do rádio enlace.

Quanto ao despacho rápido, esta funcionalidade determina, num dado instante, qual canal de transmissão compartilhado deve ser direcionado ao UE. Com isso, consegue fornecer aos usuários as condições mais favoráveis de propagação rádio enlace para maximizar a taxa de transmissão de dados. Isso é mostrado na Figura 2.14.

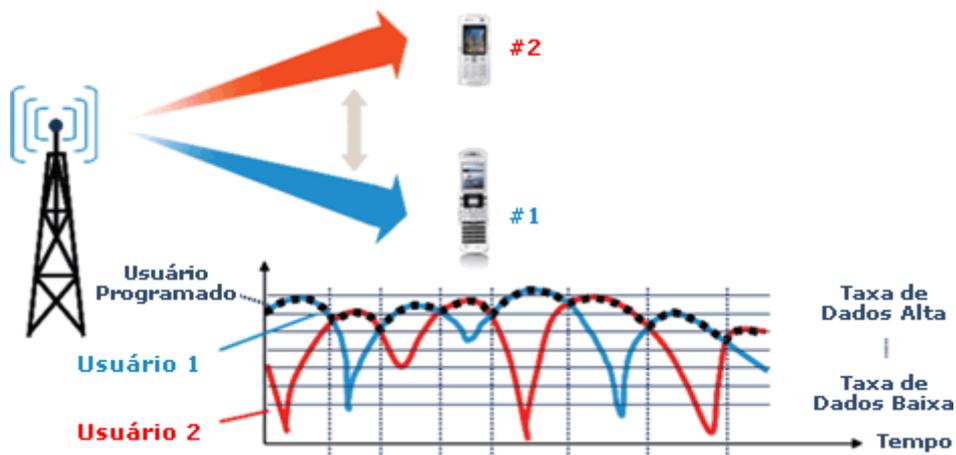


Figura 2.14: Mecanismo de despacho rápido de usuários com condições de propagação mais favoráveis.

O objetivo deste mecanismo é transmitir os dados para os usuários nas condições de propagação mais favoráveis. Isso permite obter uma vantagem conhecida como diversidade multiusuário.

Já a UE pode rapidamente pedir a retransmissão de dados perdidos e combinar a informação da transmissão original com a informação retransmitida, antes de decodificar a mensagem. Essa estratégia melhora o desempenho e deixa o sistema mais robusto. Quando os dados são então enviados corretamente, é enviada uma resposta de mensagem conhecida, ACK. Quando faltam dados nas mensagens recebidas, é enviada uma resposta de mensagem não conhecida, NACK.

A diferença do HSDPA é que estas respostas eram manipuladas somente pelo RNC na Release 99 do 3GPP. Passou-se então parte desta funcionalidade ao Node B, fazendo com que esta esteja mais perto da interface rádio e que também diminua a latência.

Isso resultou posteriormente em um estudo mais aprofundado para taxas mais elevadas na direção *uplink*. Embora grande parte do tráfego ocorra no sentido *downlink*, ainda há um número maior de aplicações que podem ser beneficiadas com uma melhoria do canal de *uplink*, como envio de arquivos grandes anexados por *e-mail* (fotos, vídeos). Com isso, a Release 6 do 3GPP foi criada, passando a ser chamada de HSUPA (*High Speed Uplink Packet Access*).

O HSUPA é designado oficialmente pelo 3GPP como E-DCH (*Enhanced-Dedicated Channel*). Diferentemente do HSDPA, que é um canal compartilhado, o HSUPA é um canal

dedicado ao UE. Este possui os mesmos princípios de operação que o HSDPA e apresenta como principais características:

- Transmissão multi-códigos;
- Reduzido intervalo de tempo de transmissão;
- Mecanismo híbrido de requisição e repetição automática;
- Despacho rápido.

Diferente do HSDPA, o canal não é compartilhado entre usuários, e sim dedicado a um único usuário. Até quatro códigos podem ser usados para aumentar a taxa de transmissão de *uplink*.

Apesar do uso de técnicas similares ao HSDPA, há algumas diferenças importantes entre o *uplink* e o *downlink*. O recurso de compartilhamento no *uplink* é a interferência no Node B, dependente do recurso de potência descentralizada de cada UE. No *downlink*, o recurso compartilhado é composto pela potência de transmissão e pelos códigos do canal. Essa diferença tem impactos diretos no projeto do mecanismo de despacho.

Juntos, os padrões HSDPA e HSUPA são conhecidos como HSPA (*High Speed Packet Access*), oferecendo como principais serviços:

- Browsing*: O usuário em movimento tem a disposição informações sobre esportes, entretenimento, notícias;
- Download* de músicas e jogos;
- TV Móvel: Nos sistemas atuais, a transmissão de TV ocorre ponto-a-ponto. O 3GPP desenvolve, atualmente, o MBMS (*Multimedia Broadcast and Multicast Service*);
- Real Time Video Sharing*: Serviço de transmissão de vídeo (*streaming*) de celular para celular;
- Push-To-Talk*: Semelhante ao *walkie-talkie*, esse sistema pode ser estendido para vídeo.
- Push e-mail*: O usuário é imediatamente avisado, quando chega um *email* na sua caixa postal do servidor do usuário;
- On-line Gaming*: Jogos em tempo real;
- Mobile WebLog*: Armazenamento de fotos e vídeos, para posterior envio a outros usuários;
- Wireless Broadband Access*: Acesso banda larga.

2.3. SISTEMAS DE TELEFONIA DIGITAL CELULAR DE QUARTA GERAÇÃO

Os serviços de banda larga crescem em larga escala nos sistemas de telefonia celular. Isso acarreta que serviços antes inacessíveis à maioria da população e das empresas, hoje sejam disponibilizados, amplamente difundidos, sendo considerados essenciais. Podem ser citados como exemplos desses serviços a videoconferência, *download* de vídeos, jogos interativos e Voz sobre IP, acrescentando cada vez mais a demanda para o aumento de banda.

A Terceira Geração trouxe, para os assinantes, maiores taxas de velocidade e também alguns aspectos interessantes como a possibilidade da TV Móvel. A Quarta Geração traz, então, uma tecnologia totalmente baseada em IP, diferente das tecnologias anteriores que ainda continham comutação por circuitos. Desse modo, torna-se possível uma convergência entre as redes de cabo e as redes sem fio (*Wireless*). O objetivo, com isso, é obter taxas de transmissão entre 100 Mbps e 5 Gbps, mantendo um QoS de ponta a ponta de alta segurança, para permitir serviços de qualquer tipo, a qualquer momento, e em qualquer lugar [2].

No Brasil, a expectativa é que as operadoras migrem para o WIMAX, apesar deste pertencer ainda à Terceira Geração, mas apresentando evoluções para o WIMAX Móvel (*Mobile WIMAX*), ou o LTE . Este trabalho irá tratar mais do LTE, mas o texto também irá mostrar um pouco da tecnologia WIMAX e WIMAX Móvel para o entendimento da Quarta Geração.

2.3.1. A Tecnologia WIMAX

O WIMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) foi criado por um grupo de empresas, conhecidos como WIMAX Forum, que tinha como objetivos prover a compatibilidade e a inter-operabilidade, baseados no padrão IEEE 802.16. Originalmente, o padrão 802.16, que foi ratificado em Dezembro de 2001, estava focado, basicamente, nas faixas de frequências situadas entre 10 GHz e 66 GHz, considerando sempre aplicações com linha de visada. Ele é similar ao padrão Wi-Fi (IEEE 802.11).

A versão 802.16e, que foi concluída em 2003, passou a focar as aplicações sem linha de visada, dentro das faixas de frequências entre 2 GHz e 11 GHz, considerando também os aspectos de interoperabilidade. A Figura 2.15 apresenta o posicionamento de cada um dos padrões de acesso *Wireless*, mostrando, do lado esquerdo, o padrão IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) e do lado direito, o padrão ETSI equivalente.

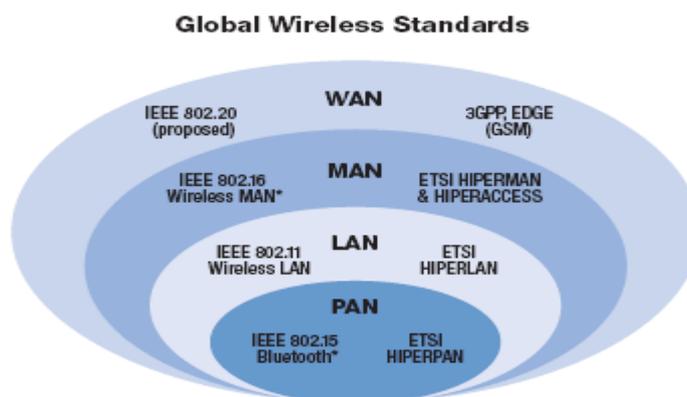


Figura 2.15: Padrões de acesso *Wireless*, extraído da Inatel.

Para as redes WAN, o IEEE propôs o modelo 802.20, também conhecido como MBWA (*Mobile Broadband Wireless Access*). Seu objetivo era otimizar o transporte de dados IP, focando em altas taxas de transmissão de dados, acima de 1 Mbps, suportando uma mobilidade veicular de 250 km/h, com um tempo de latência mínimo e adequado. O padrão 802.16 foi um complemento para o 802.20, projetado para usuários finais que trafeguem em velocidades menores que 250 Km/h. Permite a utilização de aplicações fixas sem fio e móveis fora da linha de visada. Essas melhorias propiciam:

- Aumento do ganho do sinal, melhorando a penetração em ambientes indoor;
- Aumento da segurança, com a introdução das técnicas de codificação *Turbo Coding* e *Low-Density Parity Park*;
- Aumento da área de cobertura, utilizando as tecnologias AAS (*Adaptative Antennas Systems*) e MIMO (*Multiple Input Multiple Output*);
- Desempenho semelhante com qualquer espaçamento de RF entre 1,25 e 14 MHz, pois elimina as dependências em relação ao comprimento do canal.

O principal padrão do WIMAX é o 802.16e, utilizado para Redes Móveis, tendo sua camada aérea baseada em OFDM. Esta técnica de multiplexação divide a largura de banda dentre múltiplas frequências portadoras. Neste sistema, o fluxo de entrada dos dados é dividido dentre sub-fluxos que reduzem a taxa destes dados que são modulados e enviados através de diversas portadoras. Já o OFDMA é uma técnica de acesso múltiplo e que provê operações de fluxos de diversos usuários nos canais de *downlink* e *uplink*. A Figura 2.16 mostra a estrutura de um quadro OFDMA no WIMAX.

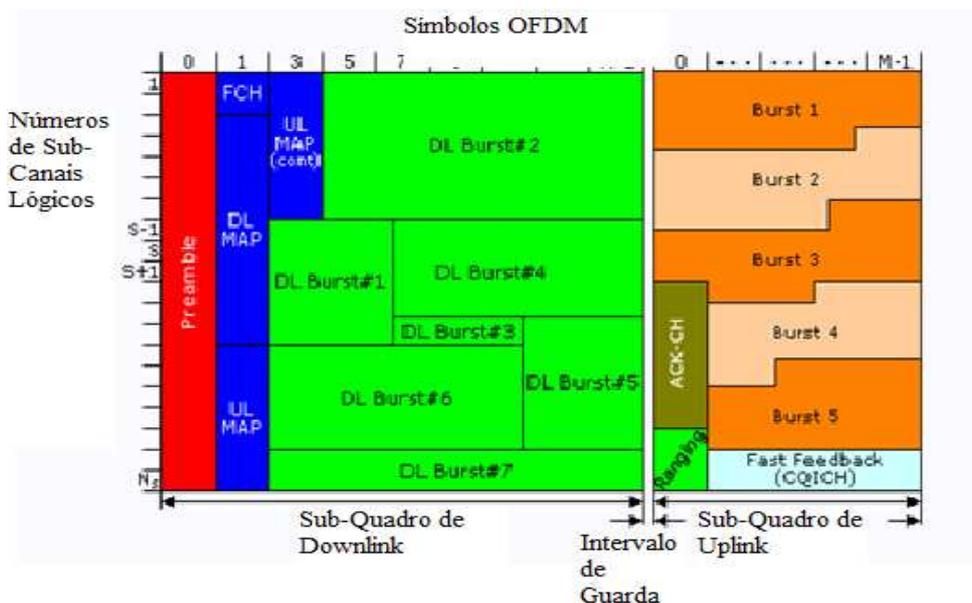


Figura 2.16: Estrutura do quadro OFDMA do WIMAX.

Uma de suas principais características é apresentar alta robustez para canais móveis com multipercursos. Utiliza, tipicamente, as frequências de 2,5 ou 3,5 GHz (licenciadas) e 5 GHz (não licenciadas). Apresenta largura de banda flexível de 1,25, 2,5, 5, 10 ou 20 MHz e adaptável a várias alocações de espectro. Sua Taxa de Transmissão chega até 70 Mbps, com um alcance de até 10 km de distância, com estações clientes móveis de até 150 km/h.

Quanto ao aspecto de modulação em um sistema WIMAX são utilizados recursos tais como modulação adaptativa e HARQ (*Hybrid Automatic Repeat Request*). No sistema WIMAX móvel foi introduzida a técnica CQICH (*Fast Channel Feedback*), que contempla o reuso dos canais de retorno a fim de aumentar o *throughput* e reduzir distorções provenientes no *uplink*, já que o reuso é baseado na recepção da antena para o BS (*Base Station*).

Outra característica da camada diz respeito à utilização de modulações do tipo QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*), 16-QAM (16 *Quadrature Amplitude Modulation*) e 64-QAM (64 *Quadrature Amplitude Modulation*) já que, diferentemente da modulação PSK (fase) em que a distância de cada símbolo está à mesma distância da origem, na modulação por quadratura cada símbolo apresenta uma distância específica da origem. Estas modulações são utilizadas no *downlink*. No *uplink* o 64-QAM é opcional.

2.3.2. A Tecnologia LTE

LTE é considerada uma padronização para banda larga móvel, uma evolução da Release 7 do 3GPP (HSPA+), sendo capaz de oferecer serviços com velocidades acima de 200 Mbps. Como em todas as evoluções anteriores, constatou-se que eram necessárias modificações nas arquiteturas para a interface rádio. Para alcançar tal propósito, foram determinados os seguintes objetivos:

- Otimização de serviços PS em geral;
- Melhoria dos tempos de Resposta para ativação e *set-up*;
- Simplificação em relação aos Sistemas de Terceira Geração e outros Sistemas Celulares;
- Melhor adaptação às redes de acesso do 3GPP e outras redes *wireless*.

A Figura 2.17 mostra as evoluções desde a Release 6 do 3GPP até a Release 8, onde pode-se localizar o LTE.

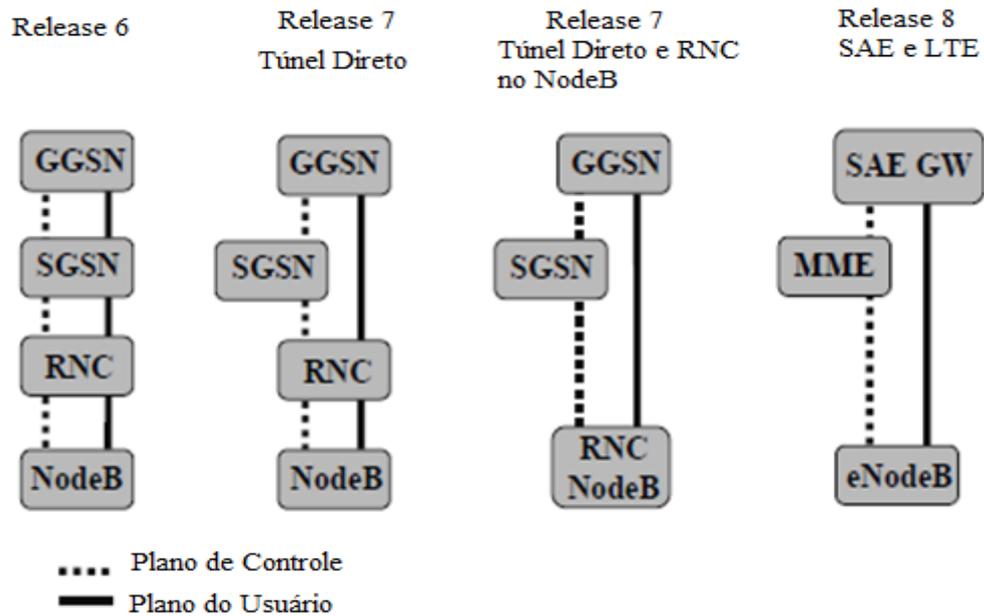


Figura 2.17: Evolução das arquiteturas do 3GPP, desde a Release 6 até a Release 8.

O LTE é baseado fundamentalmente no protocolo TCP/IP e possui a E-UTRAN análoga à UTRAN do UMTS. A diferença vem do fato de ter se especificado o OFDMA para a interface física com o ar, no sentido *downlink*, podendo ser utilizadas até 1200 portadoras, e o SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Access*) para o sentido *uplink*. O SC-FDMA apresenta para a transmissão uma única portadora, o que acarreta um menor valor de PAPR (*Peak to Average Power Ratio*), que ocorre com grandes variações do sinal no tempo. Como o canal apresenta limitações para o emprego de potências mais elevadas (como exemplo de limitação, maior gasto de baterias), a utilização de uma portadora única no SC-FDMA representa níveis menores de PAPR.

O LTE utiliza basicamente para a transmissão as modulações 16-QAM, 64-QAM, BPSK e QPSK. A modulação QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*) é uma técnica de modulação derivada do PSK, sendo utilizados parâmetros de fase e quadratura da onda portadora para modular o sinal de informação. O QPSK trata de uma extensão do sinal BPSK, que será explicado no capítulo seguinte da dissertação.

2.3.2.1 Arquitetura LTE

O que se pode constatar é que ao longo do tempo o RNC foi incorporado ao NodeB, com o objetivo de formar um único componente que realizasse a função de ambos. No LTE, esse componente ganhou o nome de eNodeB.

A Figura 2.18 apresenta a arquitetura do sistema LTE.

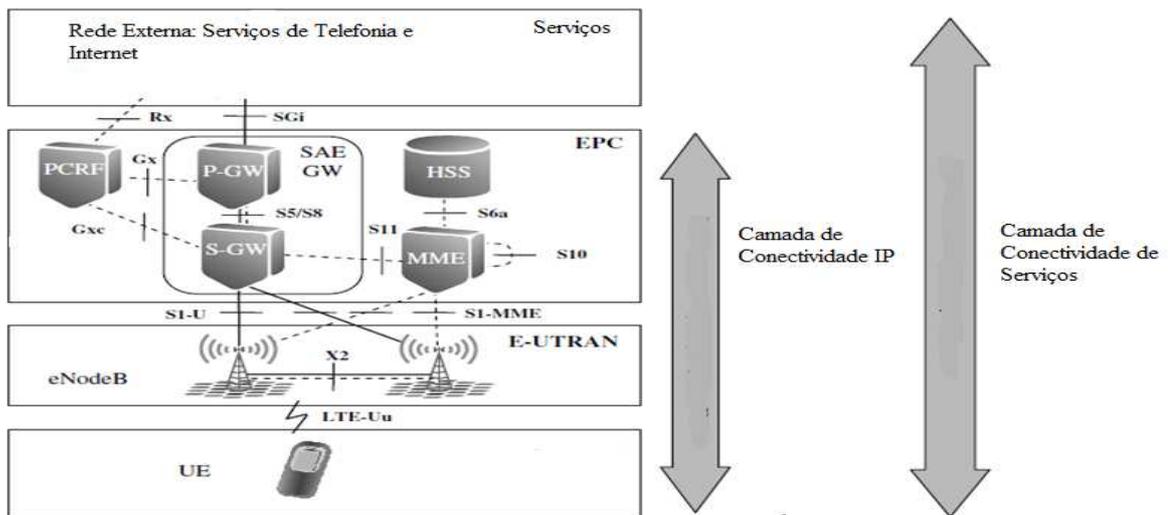


Figura 2.18: Arquitetura do Sistema LTE.

A UE, a E-UTRAN e a EPC (*Evolved Packet Core*) representam o *Internet Protocol Connectivity Layer*, também chamado de EPS (*Evolved Packet System*). Sua principal função é prover conectividade IP altamente otimizada. O IMS é um bom exemplo de mecanismo que pode ser utilizado em *Services Connectivity Layer* para prover serviços desta conectividade IP. Este provê serviço de voz, podendo ser utilizado para VoIP (*Voice of IP*), além de conectividades com as redes PSTN (*Public Switched Telephone*) e ISDN (*Integrated Services Digital Network*). O HSS armazena os dados dos usuários locais da rede, assim como no UMTS.

O desenvolvimento na E-UTRAN é concentrado em um único nó, o eNode B (*evolvedNode B*), onde estão todas as funcionalidades em termos de rádio. Isso significa que o eNode B é o ponto terminal de todos os protocolos relacionados a rádio.

Uma modificação importante da arquitetura é o fato que o EPC (*Evolved Packet Core*) não contém o domínio CS (*Circuit Switched*), além de não ter conectividade direta com as tradicionais redes de domínio CS (ISDN e PSTN).

O SAE-GW (*System Architecture Evolution-Gateway*) representa a combinação de dois Gateways, o S-GW (*Serving-Gateway*) e o P-GW (*Packet Data Network-Gateway*). A implementação de ambos representa um possível desenvolvimento do cenário, mas os padrões definem a interface entre eles, e todas as operações são especificadas para quando eles são separados. Esse procedimento é melhor descrito no decorrer da dissertação.

O *User Equipment* continua sendo o equipamento que o usuário final utiliza para a comunicação, contendo o USIM deste. O eNodeB é a Estação Rádio Base do sistema LTE, funcionando como uma ponte entre o UE e o EPC. Funciona como o ponto terminal de todos os protocolos rádio que vão em direção ao UE.

O eNodeB é responsável pelo RRM (*Radio Resource Management*), controla o uso da interface rádio, incluindo, por exemplo, alocação de recursos baseados em solicitações, priorizando e agendamento do tráfego de acordo com o QoS exigido, e monitoramento constantemente da situação do uso dos recursos. Além disso, o eNodeB tem um importante papel no MM (*Mobility Management*), controlando e analisando as medidas do nível do sinal rádio realizadas pela UE, fazendo medições similares em si próprio, e baseando nessas medidas para tomar decisões para o handover de UE entre as células. A Figura 2.19 mostra um esquema detalhado das funcionalidades do eNodeB.

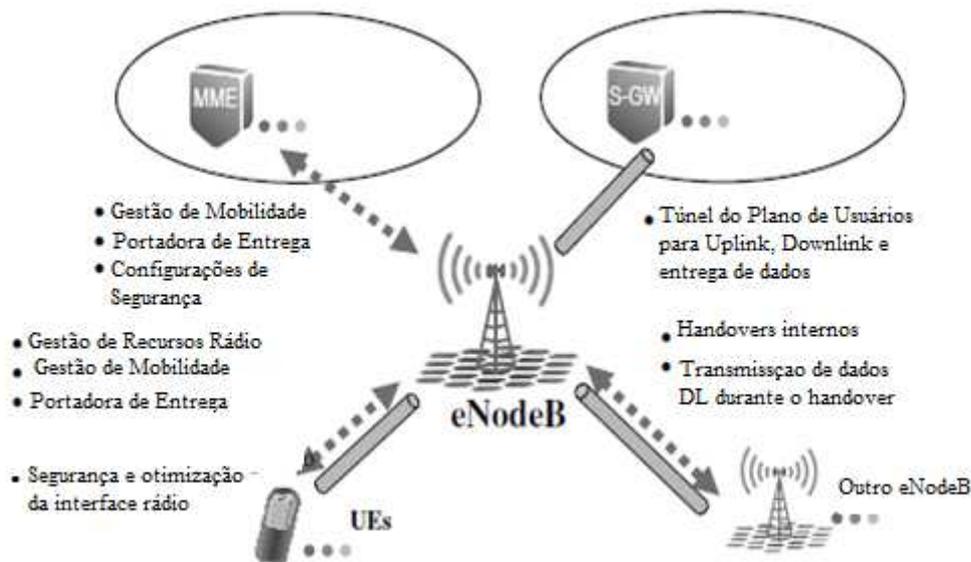


Figura 2.19: Funcionalidades do eNodeB.

O MME (*Mobile Management Entity*) é o principal elemento de controle do EPC, contendo as seguintes funções básicas:

-Autenticação e segurança: UE se registra na rede pela primeira vez. O MME descobre a identidade de cada UE pela rede visitada anteriormente. O MME calcula a cifra e chaves de proteção integralmente pela *master key* recebida pelo vetor de autenticação da rede local, que controla as definições relacionadas na E-UTRAN para UP e CP separadamente.

-Gerenciamento Móvel: O MME acompanha a localização de todas as UEs na área de serviço. Quando a UE faz o primeiro registro na rede, o MME então cria uma entrada para esta, e sinaliza a localização para a HSS na rede local das UEs. O MME requisita os recursos apropriados para ser conFigurado no eNodeB. Então o MME acompanha a localização da UE, de acordo com o nível do eNodeB.

-Perfil de Assinatura de Gerenciamento e Conectividade do Serviço: No momento em que a UE se registra à rede, o MME se torna responsável por recuperar essa assinatura pela rede local.

A Figura 2.20 apresenta um esquema com as funcionalidades do MME.



Figura 2.20: Funcionalidades do MME.

O S-GW apresenta as seguintes características:

-Na configuração do sistema básico de arquitetura, as funções de alto nível do S-GW são o gerenciamento e comutação do túnel UP;

-O S-GW tem uma papel menor nas funções de controle, sendo responsável somente pelos próprios recursos, que são alocados baseados em solicitações para MME, P-GW ou PCRF

(*Policy and Charging Resource Function*). Esses recursos são recebidos pelo P-GW ou PCRF, então o S-GW muda o comando, fazendo com que o MME controle o túnel até o eNodeB. E quando este inicia a solicitação, o S-GW sinaliza para cada P-GW ou PCRF;

-Durante a mobilidade entre os eNodeBs, o S-GW atua como uma “âncora” móvel no local;

-O MME comanda o S-GW para comutar o túnel entre um eNodeB e outro. O MME pode, além disso, solicitar ao S-GW para prover recursos para o encaminhamento de dados, quando existe uma grande necessidade de encaminhar dados de uma fonte eNodeB para um outro eNodeB alvo durante o tempo que o UE está no processo de *handover*. Os cenários móveis podem incluir mudanças de um S-GW para outro, com o MME controlando essa mudança consequentemente;

-Para todos os dados que fluem pertencentes ao UE no modo conectado, o S-GW realiza a transmissão entre o eNodeB e o P-GW, no modo *idle*, os recursos no eNodeB são liberados, e o caminho das informações termina no S-GW.

A Figura 2.21 mostra um esquema com as funcionalidades do S-GW.

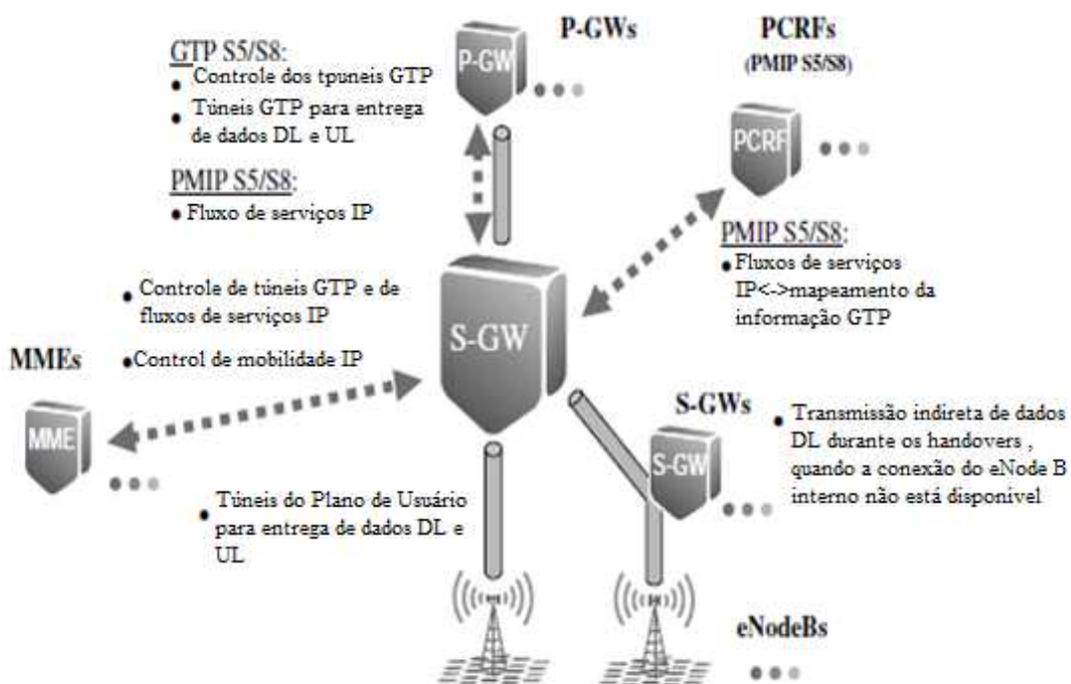


Figura 2.21: Funcionalidades do S-GW.

O P-GW funciona como roteador na fronteira entre o EPS e a rede de pacotes externa. Similar ao S-GW, são mantidos numa localização central. Apresenta como características:

- Aloca o endereço IP para a UE, e utiliza esse dado para se comunicar com um outro *host* IP, numa rede externa (exemplo: internet);
- Também é possível que o PDN (*Packet Data Network*) externo ao qual o UE está conectado aloque o endereço que é usado pelo UE, com isso, o P-GW encaminha todo o tráfego para a rede.;
- O P-GW contém ainda o PCEF (*Policy and Charging Enforcement Function*), o que demonstra as funções de filtragem exigidas para as condições de segurança do UE;
- O P-GW é a “âncora” do nível mais alto de mobilidade do sistema. Quando o UE se locomove de um S-GW para o outro, os *bearers* tem que ser comutados no P-GW, então, o P-GW recebe uma indicação para comutar os fluxos de um novo S-GW.

A Figura 2.22 mostra um esquema das funcionalidades do P-GW.

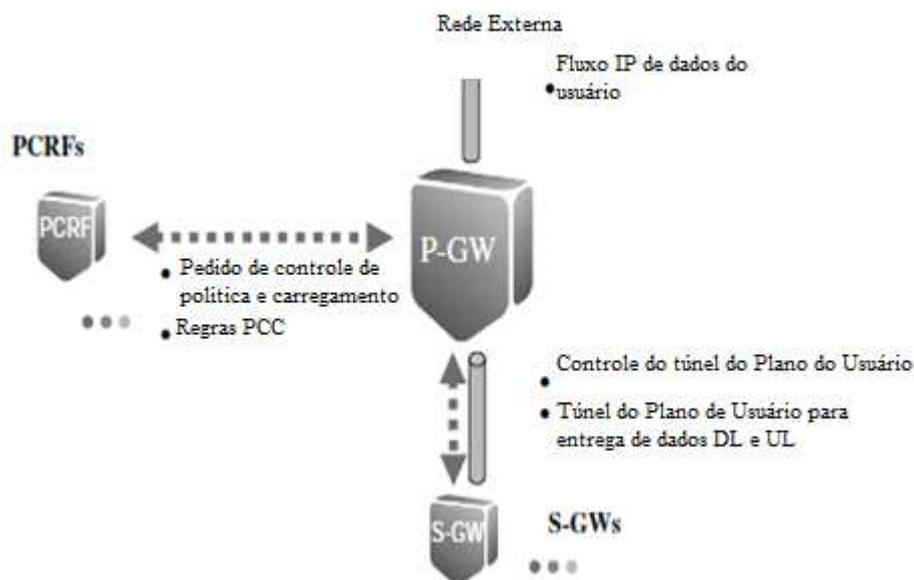


Figura 2.22: Funcionalidades do P-GW.

3 MODULAÇÕES UTILIZADAS NO SISTEMA LTE

3.1. SISTEMA DE COMUNICAÇÃO

O princípio básico de um sistema de comunicação é transmitir sinais portadores de informação através de um canal de comunicação, que separa o transmissor do receptor. Esses sinais também são chamados de *sinais de banda base*, termo utilizado para designar a banda de frequências que representa o sinal original tal como ele é entregue na fonte de informação [9]. A Figura 2.1 mostra um esquema padrão de um processo de comunicação genérico.

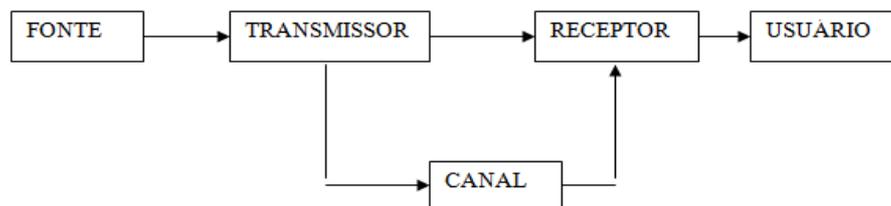


Figura 3.1: Elementos de um processo de comunicação.

O sistema de comunicação móvel é, basicamente, constituído pelo transmissor, pelo canal que envia as informações geradas por este, e o receptor. Portanto, um sistema de comunicação fica representado pela Figura 2.2.

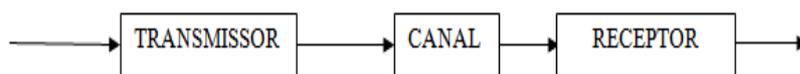


Figura 3.2: Sistema de comunicação.

O sinal, gerado pela fonte e enviado ao transmissor, é conhecido como Sinal de mensagem. O transmissor, então, converte o *sinal de mensagem* em uma forma adequada para a transmissão por um canal, sinal este chamado de *sinal transmitido*. Entretanto, à medida que o sinal transmitido se propaga ao longo do canal, ele sofre efeitos devido à própria natureza do canal, que podem distorcê-lo, além de também sofrer ações de ruído e sinais interferentes, que se originam de outras fontes, acrescentando uma modificação na sua saída do canal. Este resultado chama-se de *sinal recebido*. O receptor, então, opera de modo que o sinal recebido possa ser reconstruído, de uma forma reconhecível do sinal original, para o usuário. Assim, um processo de comunicação se constitui das seguintes fases:

- 1- Geração de um *sinal de mensagem*, podendo ser voz, imagem ou dados.
- 2- Descrição deste sinal de mensagem por meio de símbolos elétricos, auditivos ou visuais, com alguma precisão.
- 3- Codificação destes símbolos em uma forma que seja apropriada à transmissão em um meio físico qualquer de interesse.
- 4- Transmissão destes símbolos codificados, pelo meio, até o destino apropriado.
- 5- Decodificação desta forma que foi transmitida.
- 6- Geração da mensagem recebida, com uma perda de qualidade definível, provocada por imperfeições do próprio sistema.

3.2. MODULAÇÃO

Para que o transmissor consiga modificar o sinal de mensagem para uma forma apropriada à transmissão, este realiza um processo conhecido como *modulação*. Este processo consiste em variar algum parâmetro de uma *onda portadora* de acordo com o sinal da mensagem. O receptor vai recriar o sinal da mensagem original a partir de uma versão degradada do sinal transmitido, e essa recriação chama-se, então, *demodulação*, que consiste no processo inverso de modulação utilizado no transmissor.

Fica óbvio, contudo, que com a presença de ruído e distorção no sinal recebido, o receptor não será capaz de recriar fielmente o sinal de mensagem original. O tipo de esquema de modulação utilizado também resulta na degradação do desempenho do sistema. Em outras

palavras, alguns esquemas de modulação são mais sensíveis aos efeitos de ruído e distorção que outros.

Pode-se classificar o processo de modulação como modulação de onda contínua ou modulação de pulso. O primeiro caso ocorre quando uma onda senoidal é usada como portadora e consiste na variação de uma característica, ou parâmetro, desta onda em função de um sinal modulante. Quando a amplitude desta onda é variada, tem-se uma *modulação de amplitude* (AM), e quando se varia o ângulo desta portadora tem-se a *modulação angular*. Essa modulação também pode ser subdividida em *modulação de fase* (PM) e *modulação de frequência* (FM).

A modulação de pulso consiste numa onda portadora em sequência periódica de pulsos retangulares. Essa modulação pode ser analógica ou digital. No caso da analógica, a amplitude, duração ou posição de um pulso são variadas de acordo com valores de amostra do sinal de mensagem. Para este caso, fala-se de *modulação por amplitude de pulso* (PAM), *modulação por duração de pulso* (PDM) e *modulação por posição de pulso* (PPM).

A forma digital de modulação de pulso é conhecida como *modulação por codificação de pulso* (PCM). Esta modulação se inicia com uma PAM, com a diferença que a amplitude de cada pulso modulado é quantizada e “arredondada” ao valor mais próximo em um conjunto prescrito de níveis de amplitude, e, então, é codificado em uma sequência de símbolos binários. Os símbolos 0 e 1 são representados por sinais de pulso, que são apropriadamente modelados para serem transmitidos em um canal. Em consequência do processo de quantização, alguma informação é perdida, e o sinal original não pode ser reconstituído de uma forma exata. Porém, se o número de níveis de quantização for suficientemente grande, a distorção não será perceptível ao ouvido humano, para o caso de um sinal de voz, ou ao vídeo humano, no caso de uma imagem bidimensional.

Existe outra importante definição que resulta do processo de modulação, a *multiplexação*. Trata-se de um processo de combinação de diversos sinais de mensagem para que sejam transmitidos simultaneamente por um mesmo canal. Para tal três processos são normalmente utilizados:

-Multiplexação por Divisão de Frequência (FDM): A modulação de onda contínua é usada para transladar cada sinal de mensagem, para que se localize em um intervalo de frequência específico dentro da banda do canal, atribuindo a cada um uma frequência portadora distinta. No receptor, um filtro é utilizado para separar os diferentes sinais modulados e prepará-los

individualmente, para a demodulação. Os sinais de mensagem se sobrepõem uns aos outros na entrada do canal, o que pode gerar problemas por informação cruzada, se o canal for não-linear.

-Multiplexação por Divisão de Tempo (TDM): A modulação de pulso é usada para posicionar as amostras dos diversos sinais de mensagem em intervalos de tempo que não venham a se sobrepor.

-Multiplexação por Divisão de Código (CDM): Cada sinal de mensagem é indicado por um código distinto. Permite que os sinais se sobreponham tanto em termos de tempo, como em frequência, ao longo do canal.

-Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda (WDM): Específica para fibras óticas. Nela, o comprimento de onda é utilizado como um novo grau de liberdade pelas diferentes partes do seu espectro, ou seja, cores distintas, que operam simultaneamente, e que são acessíveis dentro da fibra ótica. Sabendo-se a relação existente entre a frequência de uma onda e o seu comprimento de onda, onde $v = \lambda f$, pode-se dizer que o WDM é uma forma de FDM.

3.2.1. Teorema de Shannon

Quando se projeta um sistema de comunicação, é necessário configurar um dispositivo que transporte o sinal de mensagem da fonte, através de um canal ruidoso, até o usuário na outra extremidade de canal. Esse sinal deve ser entregue ao usuário de uma maneira eficiente e confiável, sujeito a certas restrições de projeto, como a potência de transmissão permitida, a largura de banda do canal disponibilizado e o custo viável para a construção do sistema [10].

Para o caso de um sistema de transmissão digital, a confiabilidade é expressa, geralmente, em termos de taxa de erro de *bits* (BER) ou probabilidade de erro de *bits* na saída do receptor. Quanto menor a BER, mais confiável se torna o sistema. Admitindo que B seja a largura de banda do canal e SNR, a relação sinal-ruído, o teorema de Shannon, que trata da capacidade de informação indica que esses parâmetros são relacionados da seguinte forma [10]:

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (3.1)$$

onde C é a capacidade de informação do canal. Esta é definida como a taxa mínima em que a informação pode ser transmitida, sem erros, através do canal. É medida em *bits* por segundo (b/s). Para uma determinada largura de banda B e SNR recebido. Esse teorema diz que um sinal de mensagem pode ser transmitido através de um sistema sem erros, mesmo quando o canal é ruidoso, desde que a taxa de transmissão de sinais real R em *bits* por segundo, na qual os dados são transmitidos através do canal, seja menor do que a capacidade de informação C , ou seja, $R < C$. O teorema não diz como projetar o sistema, entretanto, se torna valioso pelos seguintes motivos:

- O teorema fornece um limite no qual a taxa de transmissão de dados é teoricamente possível para valores determinados de largura de banda de canal B e SNR recebido. Com isso, pode-se usar a relação:

$$\eta = \frac{R}{C} \quad (3.2)$$

Esta relação trata de uma medida de eficiência do sistema de comunicação digital em estudo. Quanto mais próximo η estiver de 1, mais eficiente será o sistema.

A equação (3) constitui uma base para o compromisso entre a largura de banda B e SNR recebido. Para uma determinada taxa de transmissão R pode-se reduzir a SNR, aumentando a largura de banda do canal. Daí a motivação para se utilizar um esquema de modulação de banda larga (por exemplo, modulação por codificação de pulsos) para melhor desempenho sob ruído. Constitui uma estrutura ideal para comparar o desempenho sob ruído de um esquema de modulação em relação ao outro [10].

3.2.2. Modulação Digital

Quando se fala em um sistema de comunicação digital que tem uma baixa taxa de erro de *bits*, a implicação é que somente uma pequena fração de um longo fluxo de símbolos binários é decodificado com erro pelo receptor. É de extrema importância para o projeto de um sistema de comunicações, o fato do receptor determinar se um símbolo binário enviado por um canal ruidoso é decodificado com ou sem erro [10].

Supondo um sinal aleatório $m(t)$, que contenha símbolos 0 e 1 que sejam equiprováveis (mesma chance de tanto um quanto o outro ocorrerem). O símbolo 1 é

representado por um nível +1 constante e o 0 por um símbolo -1 constante, cada um com uma duração T . Esse sinal pode representar a saída de um computador ou uma versão digitalizada de um sinal qualquer (voz, imagem). Neste caso, para facilitar a transmissão deste sinal por um canal de comunicação, utiliza-se um dispositivo de modulação simples, conhecido como chaveamento de fase. O sinal portador é multiplicado por uma onda portadores senoidal $A_c \cos(2\pi f_c t)$, onde A_c é a amplitude portadora, f_c é a frequência portadora e t é o tempo. Essa saída, então, é definida por:

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) \quad \text{para símbolo 1} \quad (3.3)$$

$$s(t) = -A_c \cos(2\pi f_c t) \quad \text{para símbolo 0} \quad (3.4)$$

Supondo o canal sem distorções, mas ruidoso, o sinal recebido é definido assim:

$$x(t) = s(t) + w(t) \quad (3.5)$$

onde $w(t)$ é o ruído aditivo do canal. O receptor consiste em um correlacionador, seguido de um dispositivo de tomada de decisão. Isso é mostrado na Figura 3.3.

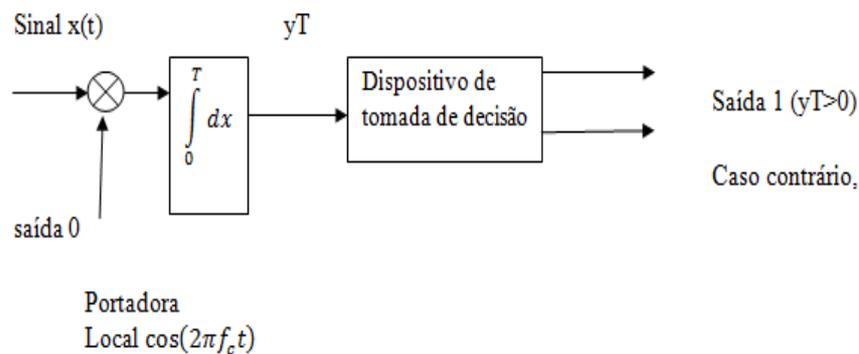


Figura 3.3: Diagrama de blocos de um receptor.

O correlacionador multiplica o sinal recebido $x(t)$ por uma portadora $\cos(2\pi f_c t)$ gerada localmente e depois integra o produto sobre o intervalo $0 \leq t \leq T$, produzindo em sua saída:

$$y_T = \int_0^T x(t) \cos(2\pi f_c t) dt \quad (3.6)$$

Substituindo (3.3), (3.4), (3.5) em (3.6) e considerando que a frequência portadora f_c é múltipla de $1/T$, tem-se:

$$y_T = \frac{A_c}{2} + w_T \quad \text{para símbolo 1}$$

$$y_T = \frac{-A_c}{2} + w_T \quad \text{para símbolo 0}$$
(3.7)

Onde w_T é a contribuição da saída do integrador devido ao ruído do canal $w(t)$. Para reconstruir o sinal original $m(t)$, a saída do correlacionador y_T é comparada com um limiar de zero volts pelo Dispositivo de Tomada de Decisão, cuja saída produzirá 1, caso $y_T > 0$, ou 0, caso contrário.

Pode-se constatar, com a análise de Fourier, que o produto tempo-largura de banda de um sinal de pulso é constante. Portanto, a largura de banda de um pulso retangular de duração T é inversamente proporcional a T . O sinal transmitido consiste no produto deste pulso com a portadora senoidal $\cos(2\pi f_c t)$, deslocando a transformada de Fourier do sinal para a direita em f_c e para a esquerda em um valor igual, exceto pelo fator de escala $1/2$. Portanto, a largura de banda do sinal $m(t)$, e conseqüentemente, a largura de banda do canal necessária é inversamente proporcional ao inverso da duração do símbolo, T .

Os sistemas de comunicações digitais tornaram-se mais baratos, mais rápidos e mais eficientes, devido aos avanços em *hardware* e em processamento digital e, também, quanto ao consumo de potência, em relação aos sistemas analógicos. A modulação digital apresenta várias vantagens em relação à modulação analógica, nas quais pode-se citar maiores taxas de dados, melhores técnicas de correção de erros, além de maiores segurança e privacidade.

Os avanços em codificação e modulação codificada, aplicadas à sinalização digital, acabam por tornar o sinal muito menos sensível ao ruído e ao desvanecimento. Para corrigir as imperfeições de multipercurso, pode-se utilizar equalização e técnicas de espalhamento espectral em combinação com a modulação digital para remover ou combinar o multipercurso, reduzindo a interferência e detectando usuários múltiplos simultaneamente. A modulação digital é mais adequada para a criptografia, pois apresenta um nível mais alto de segurança e privacidade. Tal modulação digital consiste em mapear símbolos em forma de onda para transmissão por um dado canal [10]. Para a escolha de uma determinada modulação digital, algumas considerações técnicas devem ser feitas, como:

- Elevada eficiência espectral, resultando em ocupação mínima da largura de banda;

- Baixo custo de implementação;
- Alta taxa de dados;
- Elevada eficiência de potência, resultando em mínima potência de transmissão requerida;
- Robustez a imperfeições do canal.

A modulação digital pode ser classificada em três tipos: amplitude, quadratura e ângulo. As técnicas de modulação em amplitude e quadratura apresentam melhores propriedades espectrais, porém não têm envoltória constante, o que resulta em serem mais sensíveis a variações de amplitude, decorrentes de desvanecimento e interferência.

Também é importante usar amplificadores não-lineares, já que são mais baratos e fáceis de construir, apesar de não serem eficientes para modulação com envoltória não constante. O ponto de operação do amplificador deve ser significativamente mais baixo que a região em que o amplificador se torna não-linear, caso contrário, a amplitude é distorcida pela não-linearidade do amplificador.

Numa modulação digital, codifica-se uma sequência de *bits* de comprimento finito em um dentre vários possíveis sinais transmitidos. O receptor, então, minimiza a probabilidade de erro de *bit*, decodificando o sinal recebido como um sinal, no conjunto de possíveis sinais transmitidos, que se torna mais próximo ao sinal recebido.

Considerando o sistema de comunicação da Figura 2.4.

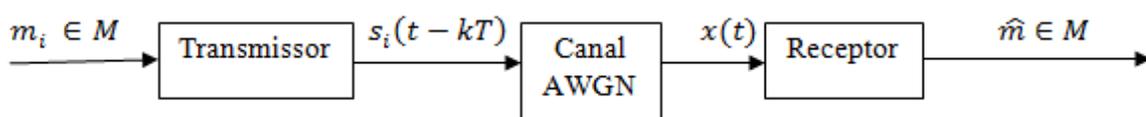


Figura 3.4: Sistema de comunicações contendo um canal AWGN.

O modelo de canal é o AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), de tal modo que o canal tem resposta ao impulso $h(t) = \delta(t)$, e um ruído branco estacionário, com média nula e densidade espectral de potência $N_0/2$ é adicionado ao sinal transmitido, formando o sinal que chega ao receptor.

A cada T segundos, o sistema seleciona uma mensagem m_i de um conjunto $M = \{m_1, \dots, m_M\}$ que é posteriormente transmitida pelo canal. Essas mensagens têm uma probabilidade de serem selecionadas p_i , tendo $\sum_i p_i = 1$. Sabendo que existem M mensagens, cada mensagem transmitida transporta $\log_2 M$ *bits* de informação. Logo, o transmissor envia a

cada T segundos, $\log_2 M$ bits pelo canal. Isso leva a uma taxa de dados de $R = \log_2 \left(\frac{M}{T}\right)$ bps. Os $\log_2 M$ bits correspondentes à mensagem m_i , são codificados em um sinal analógico $s_i(t) \in S = \{s_1(t), \dots, s_M(t)\}$, com energia:

$$E_i = \int_T s_i^2(t) dt \quad i = 1, \dots, M \quad (3.8)$$

O sinal transmitido, então, é dado por: $\sum_k s_i(t - kT)$, onde $s_i(t)$ representa o sinal analógico correspondente ao sinal de mensagem m_i no intervalo de transmissão $[kT, (k + 1)T]$. O sinal recebido correspondente é: $x(t) = s_i(t - kT) + n(t)$. Para cada sinal transmitido $s_i(t - kT)$, o receptor deve, então, determinar a melhor estimativa de que $s_i(t) \in S$ foi transmitido, dado o sinal recebido $x(t)$. Com isso, o receptor deve minimizar a probabilidade de erro de símbolo em cada intervalo de tempo $[kT, (k + 1)T]$, dada por:

$$P_e = \sum_{i=1}^M p_i P(\hat{m} \neq m_i | m_i \text{ foi enviado}) \quad (3.9)$$

Com o valor da saída do canal $x(t) = s_i(t) + n(t)$, $0 \leq t < T$, será tratado, agora, o projeto do receptor para determinar qual m_i (de forma equivalente, qual $s_i(t)$) foi enviado em $[0, T]$. Um procedimento similar é obtido para cada intervalo de tempo $[kT, (k + 1)T]$. Para tal, é dado o receptor da Figura 3.5.

No restante do capítulo será detalhado o processo de construção do protótipo e, em seguida, o esquema de endereçamento adotado e a descrição da rede interna, com a sua topologia. Por fim, será descrita a rede externa, onde serão apresentados mais detalhes sobre a construção dos enlaces externos, bem como os problemas e as soluções encontradas.

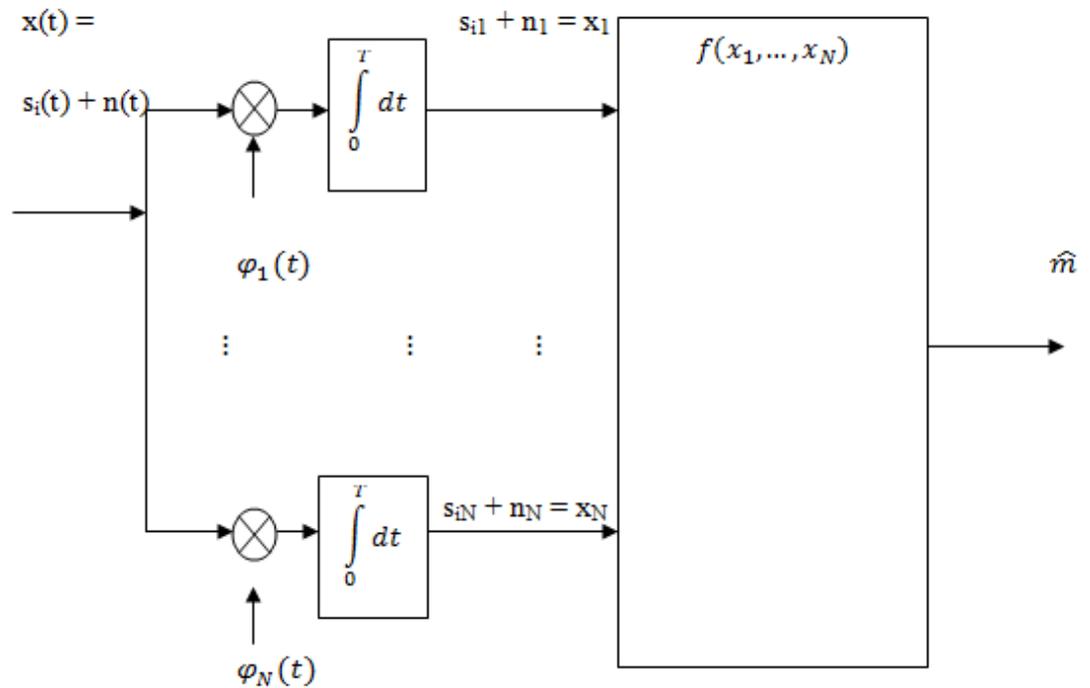


Figura 3.5: Estrutura do receptor para detecção do sinal em AWGN.

Onde:

$$s_{ij} = \int_0^T s_i(t) \varphi_i(t) dt \quad (3.10)$$

$$n_j = \int_0^T n(t) \varphi_j(t) dt \quad (3.11)$$

Pode-se escrever $x(t)$ como:

$$\sum_{j=1}^N (s_{ij} + n_j) \varphi_j(t) + n_r(t) = \sum_{j=1}^N x_j \varphi_j(t) + n_r(t) \quad (3.12)$$

Onde $x_j = s_{ij} + n_j$ e $n_r(t) = \sum_{j=1}^N n_j \varphi_j(t)$ representa o ruído remanescente. O receptor faz sua estimativa \hat{m} da mensagem transmitida m_i , em função de x_1, \dots, x_N e descarta qualquer informação no termo de ruído remanescente $n_r(t)$, componente do ruído ortogonal ao espaço de sinais gerado pelo conjunto de base $(\varphi_1(t), \dots, \varphi_N(t))$.

Como $n(t)$ é um processo aleatório gaussiano, a saída do canal $x(t) = s_i(t) + n(t)$ também é um processo aleatório gaussiano. Tem-se, também, que o vetor $\{x_1, \dots, x_N\}$ é um vetor aleatório gaussiano. Como $x_j = s_{ij} + n_j$, a média de x_j é calculada:

$$\mu_{x_j} = E[x_j] = E[s_{ij} + n_j] = s_{ij} \quad (3.13)$$

Dado que $n(t)$ tem média nula e variância igual a:

$$\sigma_{x_j} = E[x_j - \mu_{x_j}]^2 = E[s_{ij} + n_j - s_{ij}]^2 = E[n_j^2] \quad (3.14)$$

tem-se então que:

$$\begin{aligned} Cov[x_j x_k] &= E[(x_j - \mu_{x_j})(x_k - \mu_{x_k})] = E[n_j n_k] = E \left[\int_0^T n(t) \varphi_j(t) dt \int_0^T n(\tau) \varphi_k(\tau) d\tau \right] \\ &= \int_0^T \int_0^T E[n(t) n(\tau)] \varphi_j(t) \varphi_k(\tau) dt d\tau \end{aligned} \quad (3.15)$$

Desta igualdade, sabendo que x_j e x_k são descorrelacionados e, em virtude de serem gaussianos, são independentes [6], toma-se então que $E[n_j^2] = N_0/2$. Com isso:

$$\begin{aligned} \int_0^T \int_0^T E[n(t) n(\tau)] \varphi_j(t) \varphi_k(\tau) dt d\tau &= \int_0^T \int_0^T \frac{N_0}{2} \delta(t - \tau) \varphi_j(t) \varphi_k(\tau) dt d\tau \\ &= \frac{N_0}{2} \int_0^T \varphi_j(t) \varphi_k(t) dt \end{aligned} \quad (3.16)$$

Tendo como resultado então $\frac{N_0}{2}$ para $i = j$ e 0 para $i \neq j$. Se for definido o vetor aleatório, correspondente às saídas do correlator, como $x = [x_1, \dots, x_N]$, sendo m_i a mensagem transmitida, tem-se x_i com distribuição gaussiana, de média s_{ij} e variância igual a $N_0/2$. Pela independência dos termos x_i :

$$p(x|m_i) = \prod_{j=1}^N p(x_j|m_j) = \frac{1}{(\pi N_0)^{N/2}} \exp \left[-\frac{1}{N_0} \sum_{j=1}^N (x_j - s_{ij})^2 \right] \quad (3.17)$$

Com o projeto do receptor, se objetiva minimizar a probabilidade de erro na detecção da palavra transmitida m_i , dado o sinal recebido $x(t)$. Para minimizar $P_e = p(\hat{m} \neq m_i | x(t)) = 1 - p(\hat{m} = m_i | x(t))$, pode-se maximizar $p(\hat{m} = m_i | x(t))$.

Sendo assim, a saída do receptor \hat{m} , dado o sinal recebido $x(t)$, deve corresponder à mensagem m_i que maximiza $p(m_i \text{ enviado} | x(t))$.

Pode-se mostrar que $E[x_j n_r(t_k)] = 0$ para qualquer $t_k: 0 \leq t_k \leq T$. Qualquer processo aleatório fica completamente caracterizado pelo seu conjunto de amostras temporais. Com isso, tem-se que x_j é independente de qualquer função do processo ruidoso remanescente $n_r(t)$. Como o sinal transmitido é independente do ruído, também se conclui que s_{ij} é independente do processo ruidoso $n_r(t)$.

Como $x(t)$ é descrito por $x = (x_1, \dots, x_N)$ e $n_r(t)$, e como a decisão de que a mensagem foi transmitida deve ser uma função $f[n_r(t)]$ do processo ruídos remanescente, tem-se então:

$$\begin{aligned}
 p(m_i \text{ enviado} | x(t)) &= p((s_{i1}, \dots, s_{iN}) \text{ enviado} | (x_1, \dots, x_N, f[n_r(t)])) \\
 &= \frac{p((s_{i1}, \dots, s_{iN}) \text{ enviado}, (x_1, \dots, x_N)) p(f[n_r(t)])}{p((x_1, \dots, x_N), f[n_r(t)])} \\
 &= \frac{p((s_{i1}, \dots, s_{iN}) \text{ enviado}, (x_1, \dots, x_N)) p(f[n_r(t)])}{p((x_1, \dots, x_N)) p(f[n_r(t)])} \\
 &= p((s_{i1}, \dots, s_{iN}) \text{ enviado} | (x_1, \dots, x_N)) \tag{3.18}
 \end{aligned}$$

onde a simplificação vem do fato de que qualquer função do processo ruidoso remanescente é independente de (x_1, \dots, x_N) e (s_{i1}, \dots, s_{iN}) . Com essa análise mostra-se, então, que (x_1, \dots, x_N) é uma estatística suficiente para $x(t)$ na a detecção de m_i . Por meio dela, a probabilidade de erro de detecção é minimizada [10].

3.2.3. Esquemas de Modulação Digital

Nos esquemas de modulação digitais, os *bits* de informação são utilizados para selecionar a amplitude e/ou a fase do sinal transmitido. Existem três tipos básicos: M-PAM (Modulação por Amplitude de Pulsos), M-PSK (Modulação com Chaveamento por Deslocamento de Fase) e M-QAM (Modulação em Quadratura).

No caso da M-PAM, a informação vai modular somente a amplitude da portadora. Para a M-PSK, a informação vai modular somente a fase da portadora. Já para a M-QAM, a informação vai modular tanto a amplitude quanto a fase da portadora.

Sendo $s(t) = R\{u(t)e^{j2\pi f_c t}\}$ o sinal transmitido, onde $R\{u(t)e^{j2\pi f_c t}\}$ representa a parte real do sinal $u(t)e^{j2\pi f_c t}$, então, para todos os modelos de modulação tem-se:

$$u(t) = \sum_n s_n g(t - nT_S), \quad s_n = a_n + jb_n \quad (3.19)$$

onde $T_S \gg 1/f_c$ é o período do símbolo, n é o índice do intervalo de sinalização, $g(t)$ é o formato do pulso e s_n é um número complexo representando $K = \log_2 M$ bits de informação, sendo constante neste período do símbolo. Os valores de s_n , multiplicados por uma constante proporcional à energia do pulso, fazem com que sua constelação bidimensional de sinais corresponda às componentes em fase e em quadratura do sinal.

A taxa de bits é K bits por símbolo ou $R = K/T_S$ bps. Como $s_n = a_n + jb_n$ pertence a um conjunto de números complexos, a envoltória do sinal geralmente não é constante. O mapeamento da informação em s_n e a escolha do formato do pulso $g(t)$ vão especificar a técnica de modulação digital empregada. Sendo assim, o sinal transmitido é dado por:

$$s(t) = \left[\sum_n a_n g(t - nT_S) \right] \cos(2\pi f_c t) - \left[\sum_n b_n g(t - nT_S) \right] \sin(2\pi f_c t) \quad (3.20)$$

O primeiro termo, $\sum_n a_n g(t - nT_S)$, representa a componente em fase $s_I(t)$ e o segundo termo, $\sum_n b_n g(t - nT_S)$, representa a componente em quadratura $s_Q(t)$. As propriedades espectrais de $u(t)$ e $s(t)$ são completamente determinadas pelas características espectrais de $g(t)$.

Além disso, a largura de faixa do sinal transmitido é duas vezes maior que a largura de faixa do sinal em banda básica. Com isso, a minimização da largura de faixa do lóbulo principal de $g(t)$ leva a uma melhor eficiência espectral e a minimização da amplitude dos lóbulos de $g(t)$ diminui a interferência entre os canais adjacentes.

Pode-se generalizar os esquemas de modulação digital citados anteriormente no modulador apresentado na Figura 3.6.

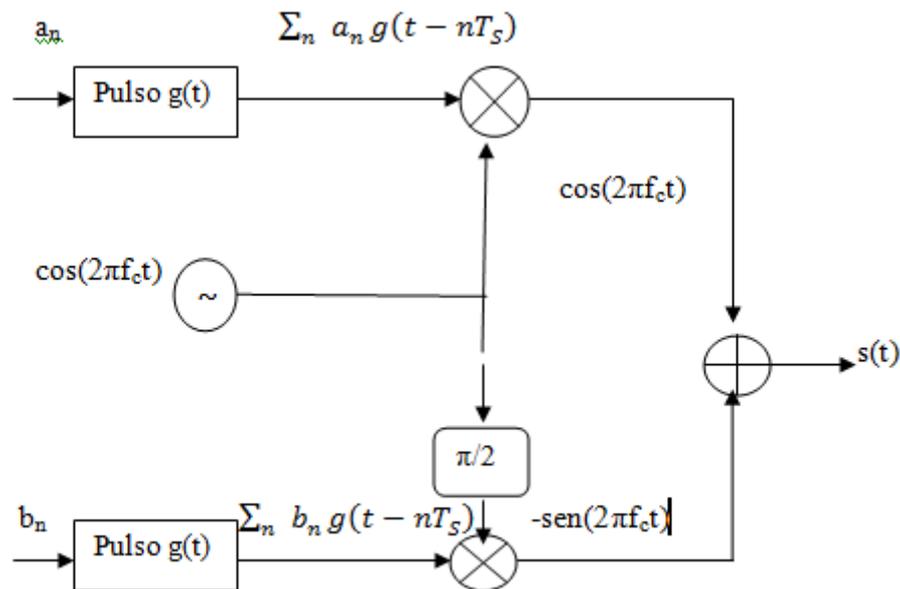


Figura 3.6: Esquema básico de um modulador digital.

Agora, então, serão discriminados os esquemas de modulação tratados anteriormente.

3.2.3.1. Modulação por Amplitude de Pulsos (M-PAM)

É a forma mais simples e básica de modulação de pulso. Na M-PAM, as amplitudes dos pulsos regularmente espaçados variam proporcionalmente aos valores da amostra correspondente de um sinal de mensagem contínuo. Os pulsos podem ter uma forma retangular ou qualquer outra forma apropriada. Nesse caso, a componente em quadratura é nula, ou seja, $b_n = 0$. Sendo assim, toda a informação é codificada na amplitude A_m do sinal a ser transmitido. Com isso, tem-se:

$$s_m(t) = A_m g(t) \cos(2\pi f_c t), \quad 1 \leq t \leq T_s \quad (3.21)$$

sendo $A_m = (2m - 1 - M)d$, $m = 1, 2, \dots, M$. A amplitude do sinal é obtida de um conjunto $M = 2^K$ valores distintos, e cada pulso corresponde a $M = K$ bits por intervalo de sinalização T_s . Dado um intervalo de sinalização $[0, T_s)$, o sinal M-PAM apresenta como energia:

$$\begin{aligned}
E_{s_m} &= \int_0^{T_s} s_m^2(t) dt = \int_0^{T_s} A_m^2 g^2(t) \cdot \frac{1}{2} [1 + \cos(4\pi f_c t)] dt \approx \frac{1}{2} A_m^2 \int_0^{T_s} g_m^2(t) dt \\
&= \frac{1}{2} A_m^2 E_g
\end{aligned} \tag{3.22}$$

onde E_g é a energia do pulso. Esta se torna uma boa aproximação quando $f_c T_s \gg 1$, pois $g(t)$ é aproximadamente constante em um ciclo $T_c = 1/f_c$.

O formato do pulso $g(t)$ é projetado para melhorar a eficiência espectral e combater a interferência intersimbólica, que será discutida na M-PSK. O parâmetro d representa a distância entre dois símbolos, que representam diferentes sequências de informação. É dado por:

$$\begin{aligned}
d_{mn} = \|s_m(t) - s_n(t)\| &= \sqrt{\int_0^{T_s} |s_m(t) - s_n(t)|^2 dt} \approx \sqrt{0,5 E_g} |A_m - A_n| \geq d \sqrt{2E_g} = d_{min} \\
E_g &= \int_0^{T_s} g(t)^2 dt
\end{aligned} \tag{3.23}$$

onde d_{min} é a menor distância entre dois símbolos da constelação e E_g é a energia do pulso.

3.2.3.2. Modulação com Chaveamento por deslocamento de Fase (M-PSK)

A técnica M-PSK é aquela pela qual se altera a fase da onda portadora em função do sinal a ser transmitido. Sendo assim:

$$s_m(t) = R \left\{ g(t) e^{\frac{j2\pi(m-1)}{M}} e^{j2\pi f_c t} \right\}, \quad 0 \leq t \leq T_s \tag{3.24}$$

$$s_m(t) = g(t) \cos \left[2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M} (m-1) \right] \tag{3.25}$$

$$s_m(t) = g(t) \cos \left[2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M} (m-1) \right] \cos(2\pi f_c t) - g(t) \sin \left[2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M} (m-1) \right] \sin(2\pi f_c t) \tag{3.26}$$

Sendo assim, $s_n = a_n + jb_n$, onde as constantes a_n e b_n são dadas por $\cos \left[2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M}(m-1) \right]$ e $\sin \left[2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M}(m-1) \right]$, respectivamente. Como no caso do PAM, a função $g(t)$ é o formato do pulso e $\theta_m = \left[\frac{2\pi}{M}(m-1) \right]$, $m = 1, 2, \dots, M$ são as possíveis fases da portadora, que contém os *bits* de informação. Todos os sinais possuem o mesmo nível de energia.

$$E_{s_m} = \int_0^{T_s} s_m^2(t) dt \approx \frac{1}{2} \int_0^{T_s} [g(t)]^2 dt = \frac{1}{2} E_g \quad (3.27)$$

Sabe-se que se $g(t) = 1$, isto é, pulso retangular, o sinal transmitido tem envoltória constante, diferentemente dos esquemas de modulação M-PAM e M-QAM, porém, pulsos retangulares são espectralmente pouco eficientes. A distância entre dois símbolos da constelação M-PSK é descrita como:

$$d_{mn} = \sqrt{E_g \left(1 - \cos \left(\frac{2\pi}{M}(m-1) \right) \right)} \geq \sqrt{E_g \left(1 - \cos \left(\frac{2\pi}{M} \right) \right)} = d_{min} \quad (3.28)$$

O caso em estudo da dissertação é o modelo BPSK (ou 2-PSK). Alguns fatores como baixa eficiência de modulação e susceptibilidade ao ruído levaram ao desenvolvimento da modulação BPSK.

Se a modulação é tal que a fase é igual a zero quando o pulso a ser transmitido tiver o nível lógico 0 e igual a 180° se o nível lógico do pulso for igual a 1, então trata-se da modulação de fase BPSK. Neste caso são usadas duas fases para representar os níveis lógicos digitais. A Figura 3.7 mostra como a modulação modifica a fase da portadora, de acordo com os níveis lógicos.

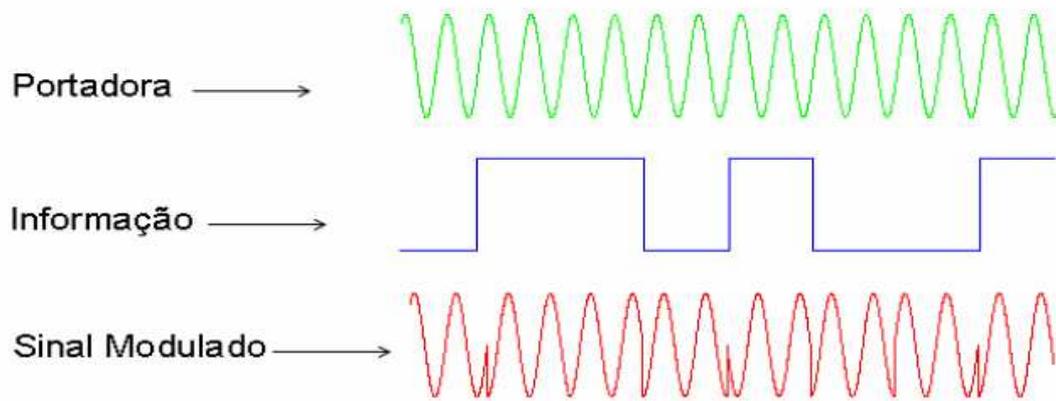


Figura 3.7: Fase da portadora modulada pela informação na modulação BPSK.

A constelação BPSK é mostrada na Figura 3.8 a seguir.

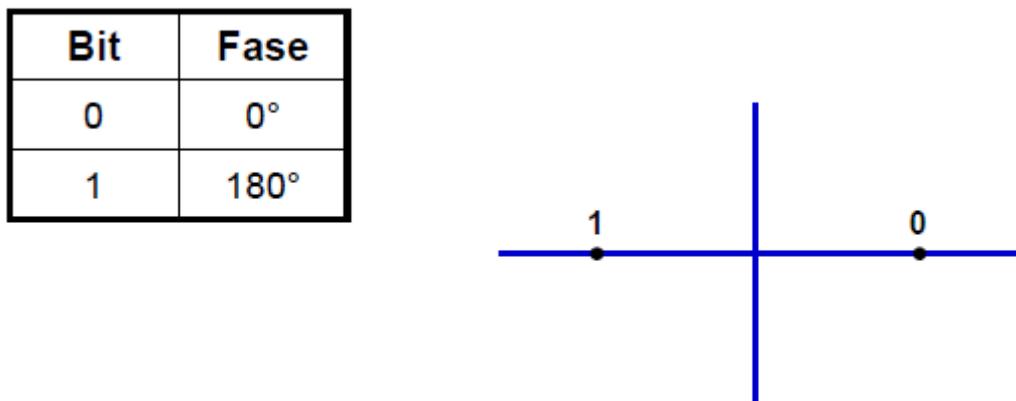


Figura 3.8: Mapeamento de Gray para a constelação BPSK.

3.2.3.3. Modulação em Quadratura (M-QAM)

No esquema M-QAM, os *bits* de informação são utilizados para modular a fase e a amplitude do sinal transmitido. Portanto, enquanto os esquemas M-PAM e M-PSK têm um grau de liberdade para codificar os *bits* de informação (amplitude ou fase respectivamente), o esquema M-QAM tem dois graus de liberdade.

Como consequência, o M-QAM apresenta melhor eficiência espectral do que os esquemas M-PAM e o M-PSK, isto significa dizer que, para uma dada largura de banda e uma dada potência média, o esquema M-QAM consegue codificar um maior número de *bits* por símbolo.

O sinal transmitido é dado por:

$$s_m(t) = R\{A_m e^{j\theta_m} g(t) e^{j2\pi f_c t}\} = A_m g(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_m), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (3.29)$$

A energia do sinal $s_m(t)$ é dada por:

$$E_{s_m} = \int_0^{T_s} s_m^2(t) dt \approx \frac{1}{2} A_m^2 E_g \quad (3.30)$$

que é o mesmo resultado de equação (23) do esquema M-PAM. A distância entre dois símbolos da constelação M-QAM é descrita abaixo.

$$d_{mn} = \sqrt{\frac{1}{2} E_g [(a_m - a_n)^2 + (b_m - b_n)^2]} \quad (3.31)$$

onde tem-se que $a_{m,n} = A_{m,n} \cos \theta_{m,n}$ e $b_{m,n} = A_{m,n} \sin \theta_{m,n}$. Considerando as constelações M-QAM quadradas, nas quais a_n e b_n assumem valores iguais a $(2m - 1 - L)d$ para $m = 1, 2, \dots, L = 2^l$, o número total de símbolos é igual a $M = d^{2l}$. São transmitidos $2l$ bits/símbolo, ou seja, l bits por dimensão.

As constelações mais comuns são 4-QAM e 16-QAM. Estas são ilustradas na Figura 3.9.

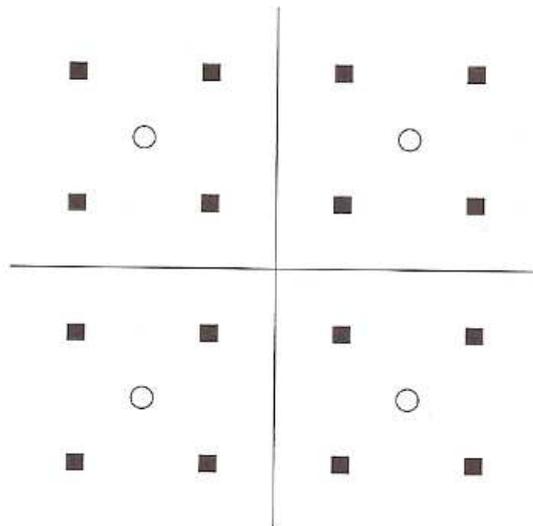


Figura 3.9: Constelações 4-QAM (○) e 16-QAM (■).

3.3. O MODO DE TRANSMISSÃO OFDM

O OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é uma forma de transmissão do sinal modulado por diferentes subportadoras. É baseada na idéia de multiplexação por divisão de frequência (FDM), onde os múltiplos sinais são enviados em múltiplas frequências. Pode ser empregado tanto em sistemas de comunicação sem fio, como por exemplo, o DVB (padrão europeu de TV Digital), o DAB (padrão de rádio digital, utilizado em diversos países na Europa) e *Wireless LAN 802.11a*, quanto em sistemas cabeados, como o ADSL [36].

O OFDM surgiu como uma evolução da técnica tradicional de FDM, onde no lugar de se utilizar bandas de guarda para a separação das sub-portadoras na recepção do sinal, trabalha-se com uma sobreposição particular espectral de sub-portadoras. Foi inicialmente proposto em 1968 e patenteado nos Estados Unidos, em 1970, e sua primeira aplicação em sistemas de comunicações móveis ocorreu em 1985. Desde então, esta técnica vem sendo utilizada em transmissão digital sobre linhas de telefone e em redes locais sem fio.

A técnica tem a vantagem de trabalhar com o domínio da frequência, que permite obter ganhos adicionais, quando se utiliza técnicas de melhorias do sinal (entrelaçamento e códigos corretores de erro), quando comparado à utilização destas técnicas no domínio do tempo.

Num sistema convencional de transmissão, os símbolos são enviados em sequência através de uma única portadora, que é modulada na taxa de símbolos da fonte de informação, cujo espectro ocupa a faixa de frequências disponível. A técnica OFDM consiste na transmissão paralela de dados em diversas sub-portadoras com modulação QAM ou PSK e com taxas de transmissão por sub-portadoras tão baixas quanto maior o número de sub-portadoras empregadas, já que isto acarreta em menos faixas por subportadora [36].

A redução da taxa de transmissão, que significa um aumento na duração dos símbolos transmitidos em cada sub-portadora, implica em uma diminuição da sensibilidade à seletividade em frequência (dispersão no tempo) causado pelo multipercurso. A utilização de símbolos ciclicamente estendidos torna o OFDM ainda mais eficaz no combate a desvanecimentos dessa natureza.

A Figura 3.10 representa o espectro de um pulso gerado na modulação QAM, que é da forma $\text{sinc}(fT)$, com cruzamentos de zero em pontos múltiplos de $1/T$, onde T é a duração de um símbolo QAM. O valor 0 no eixo horizontal corresponde à frequência da portadora.

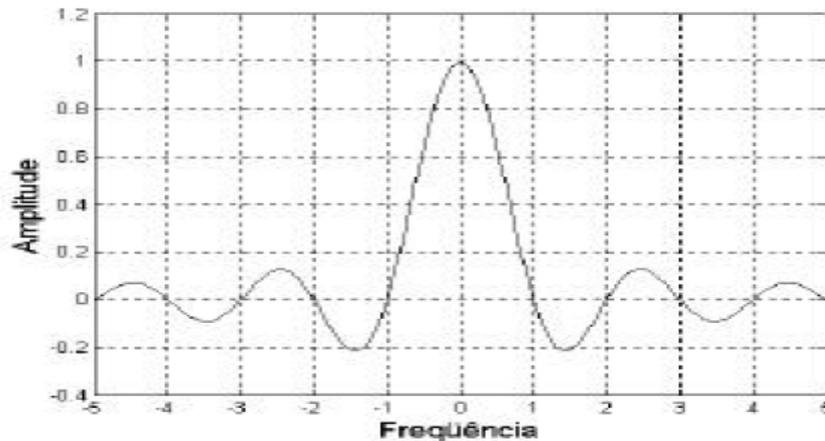


Figura 3.10: Espectro de um sinal QAM, com a frequência normalizada no valor $1/T$.

No sistema OFDM, o espaçamento entre as sub-portadoras é cuidadosamente selecionado de forma que cada sub-portadora esteja localizada em pontos de cruzamento zero do espectro das demais [36]. Isso é mostrado na Figura 3.11 a seguir.

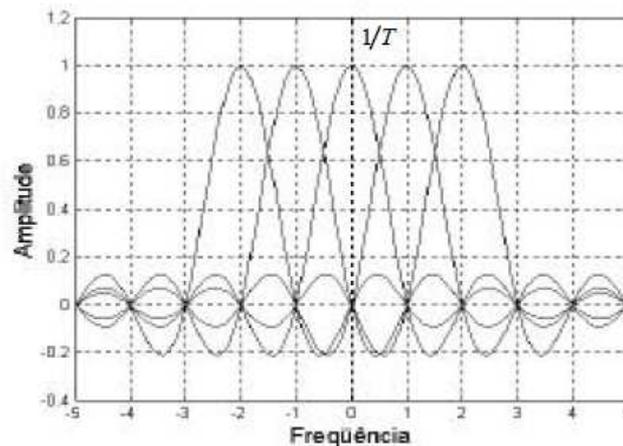


Figura 3.11: Representação das sub-portadoras de um sinal OFDM.

Mesmo existindo a sobreposição espectral de sub-portadoras moduladas, a informação que cada uma conduz deve ser isolada das demais, utilizando-se um correlator (ou filtro casado) adequado. A saída deste correlator corresponderá à projeção do sinal OFDM recebido sobre a sub-portadora a ele associada. Tal projeção depende apenas da informação conduzida

por esta sub-portadora, o que mostra haver uma ortogonalidade entre as mesmas. Para que se tenha ortogonalidade nos sub-canais da recepção, é necessário que as sub-portadoras estejam centradas nas respectivas frequências dos sub-canais OFDM, além de terem a devida sincronização do relógio.

A Figura 3.12 representa uma comparação entre os espectros quando se utiliza a técnica FDM tradicional e a técnica OFDM. A técnica OFDM representa uma economia de banda de, aproximadamente, 50% [36].

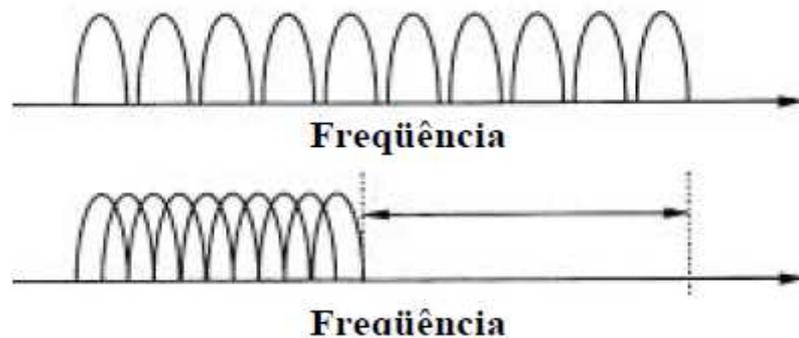


Figura 3.12: Comparação entre os espectros FDM e OFDM.

3.3.1.. Transmissão e Recepção do Sinal OFDM

Os sinais de N_s portadoras QAM espaçadas de $\Delta f (= 1/T)$ e iniciados em $t = t_s$, são dados por:

$$s_i(t) = R \left\{ d_i e^{j2\pi \left(\frac{i}{T}\right)(t-t_s)} \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s_i(t) = 0, \quad t_s + T < t < t_s$$

$$i = 1, 2, \dots, (N_s - 1) \quad (3.32)$$

onde T é a duração do símbolo e d_i é o símbolo complexo QAM transmitido pela sub-portadora de ordem d_i . Esses símbolos QAM são comumente denominados de sub-símbolos de um símbolo OFDM. O sinal OFDM equivalente em banda base é o somatório de N_s sub-portadoras deste tipo. Considerando que um intervalo de símbolo se inicie em $t = t_s$, este sinal pode ser dado por:

$$s_i(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N_S-1} d_i e^{j2\pi \left(\frac{i}{T}\right) \cdot (t-t_S)} \right\}, \quad t_S \leq t \leq t_S + T$$

$$s_i(t) = 0, \quad t_S + T < t < t_S \quad (3.33)$$

A Figura 3.13 representa o processo de transmissão analógica de um sinal OFDM.

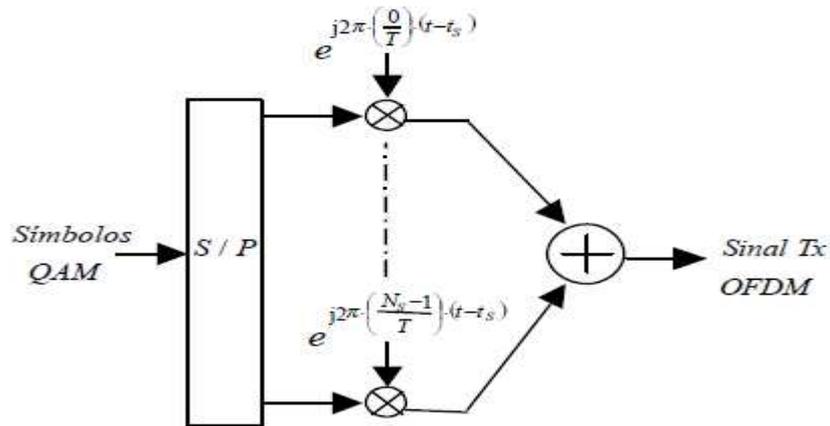


Figura 3.13: Transmissão analógica de um sinal OFDM.

A recuperação dos símbolos complexos do receptor é realizada pela passagem do sinal OFDM através de um banco de N_S correladores, seguidos de comparações com limiares de decisão adequados [36].

Tomando como sinal de entrada do receptor o sinal OFDM da equação (3.33), sem ruído, a saída do j -ésimo termo do correlador é expressa por:

$$r_j = \int_{t_S}^{t_S+T} e^{-j2\pi \left(\frac{j}{T}\right) (t-t_S)} s_I(t) dt$$

$$r_j = \sum_{i=0}^{N_S-1} d_i \int_{t_S}^{t_S+T} e^{-j2\pi \left(\frac{i-j}{T}\right) (t-t_S)} dt = d_j \cdot T \quad (3.34)$$

O processo de recepção analógica de um sinal OFDM é mostrado na Figura 3.14.

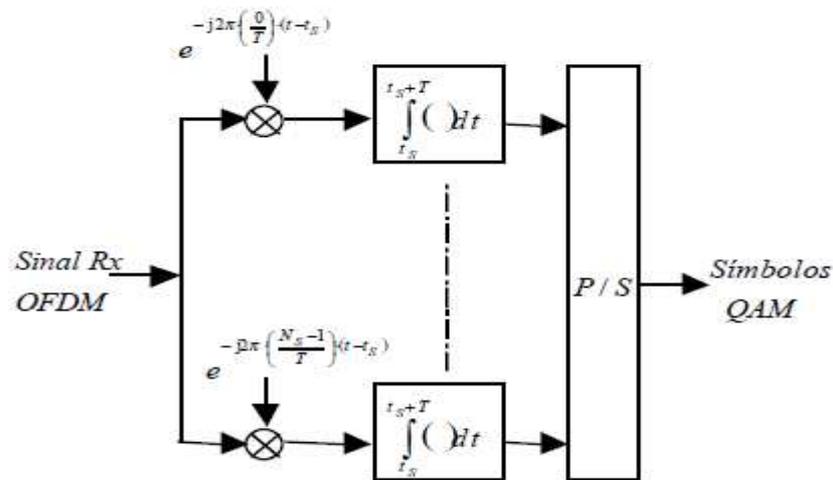


Figura 3.14: Recepção analógica de um sinal OFDM.

Para a transmissão digital de um sinal OFDM, inicialmente realiza-se uma conversão S/P (Série/Paralelo) na qual conjuntos de N_S palavras de k bits são armazenadas em um *buffer* e mapeadas em N_S sub-símbolos complexos d_i , os quais determinam os pontos da constelação de cada sub-portadora, de acordo com o tipo de modulação empregada.

Em seguida, é empregada uma IFFT (Transformada Rápida Inversa de Fourier) a este bloco de sub-símbolos complexos, fornecendo como resultados N_S amostras correspondentes a um símbolo OFDM. Finalmente, é empregado o procedimento de acréscimo de intervalo de guarda do símbolo, que será visto posteriormente, seguido de uma conversão D/A (Digital/Analógica) do sinal resultante. Este tratamento é representado na Figura 3.15.

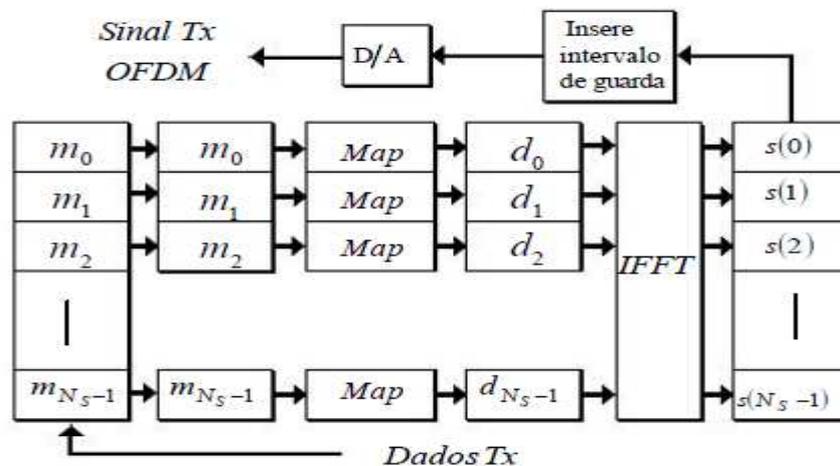


Figura 3.15: Tratamento digital para transmissão do sinal OFDM.

A recepção do sinal OFDM é realizada como o processo inverso ao da transmissão, conforme mostrado na Figura 3.16.

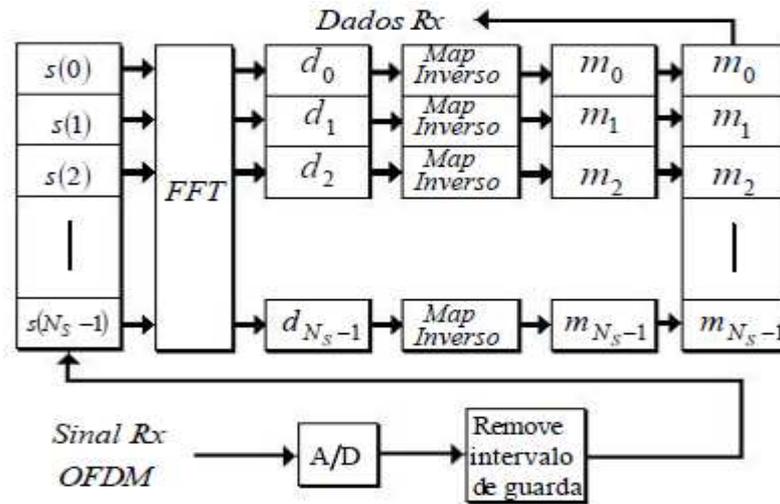


Figura 3.16: Tratamento digital para recepção do sinal OFDM.

No processo de recepção é utilizada a FFT (Transformada Rápida de Fourier). Essa Transformada trata de um algoritmo eficiente para calcular a DFT (Transformada Discreta de Fourier) e a sua inversa. A Transformada de Fourier é assim definida:

$$F(u) = \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{N-1} f(x) W_N^{ux} \quad (3.35)$$

onde:

$$W_N^{ux} = e^{-j2\pi/N} \quad (3.36)$$

Assumindo que $N = 2^n$, onde n é um número inteiro positivo. Pode-se escrever, então, que $M = 2n$, onde M é um inteiro positivo. Sendo assim, a Transformada de Fourier pode ser escrita da forma:

$$F(u) = \frac{1}{2M} \sum_{x=0}^{2M-1} f(x) W_N^{ux} \quad (3.37)$$

Essa última expressão representa a Transformada Rápida de Fourier.

3.3.2. Transmissão OFDM com Modulação adicional

Como é o objetivo de estudo da presente dissertação, é possível utilizar uma modulação adicional ao processo de transmissão OFDM, empregando moduladores em fase e em quadratura. Esta configuração é comum em sistemas de comunicação sem fio, no processo de modulação de sinais em banda base para a banda de frequência requerida de FI ou RF. A Figura 3.17 mostra a arquitetura de um sistema OFDM com uma modulação adicional.

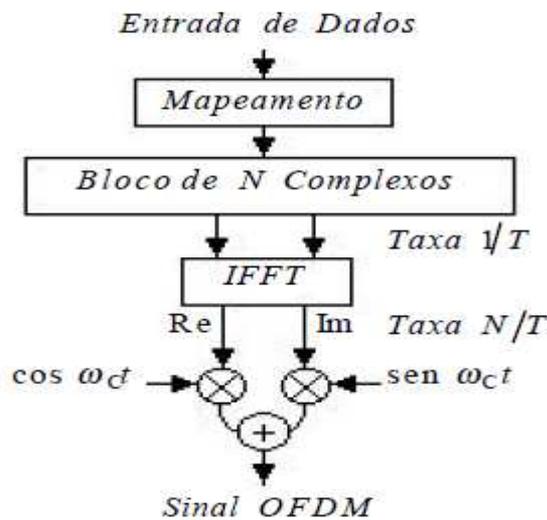


Figura 3.17: Arquitetura de um sistema de transmissão OFDM com modulação adicional.

Em muitos sistemas sem fio são utilizadas, nas sub-portadoras, constelações com poucos níveis, que possuem maior eficiência de potência, tais como BPSK, QPSK e 16-QAM. Em sistemas cabeados, a relação Sinal-Ruído (S/R) em geral é maior e varia de acordo com a faixa de frequência. O número de níveis de modulação e, portanto, a taxa de *bits*, transportados em cada subportadora, pode ser maior.

4. AMBIENTE DE SIMULAÇÕES E SEUS RESULTADOS

O objetivo principal desta dissertação é comparar a Taxa de Erro de *Bits* (BER – *Bits Error Rate*), quando utilizadas as modulações QAM e BPSK, em um modelo de transmissão OFDM. Para tal, faz-se necessário definir o que é a BER. Após essa definição, serão mostrados os ambientes de simulação que foram utilizados para a obtenção dos resultados, que serão analisados no capítulo seguinte.

Cada modulação foi simulada em um ambiente de *Simulink* do MATLAB. Cada bloco será mostrado e explicado para o melhor entendimento do leitor sobre o que se passa em cada ambiente.

4.1. BER

Quando se trata de um sistema de comunicação digital, a Taxa de Erro de *Bits* trata do número de *bits* recebidos, que foram alterados devido ao ruído, interferência e distorção, dividido pelo número total de *bits* recebidos durante um intervalo de tempo estudado. A BER é uma medida de desempenho com valor menor que um, e muitas vezes expressa em termos de porcentagem. A Figura 4.1 mostra uma curva de BER em uma modulação BPSK.

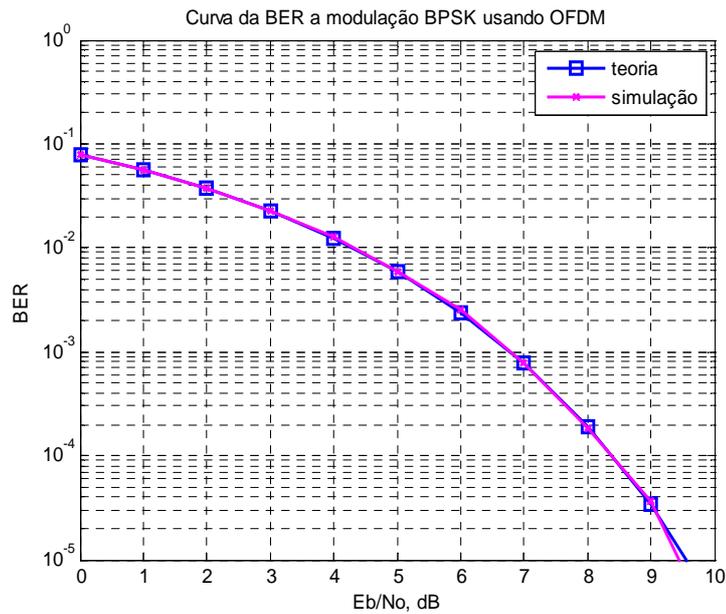


Figura 4.1: Curva BER de uma modulação BPSK .

O eixo vertical da Figura representa o valor da BER. Já o eixo horizontal indica a relação E_b/N_0 no sistema, que representa a relação SNR do mesmo. Deve-se atentar para o fato que a BER diminui quando a relação E_b/N_0 aumenta, indicando que a BER só seria nula para uma relação SNR infinita.

4.2. Ambiente de simulação para o BPSK

Foi desenvolvido no *Simulink* o diagrama de blocos da modulação/demodulação BPSK, mostrado na Figura 4.2.

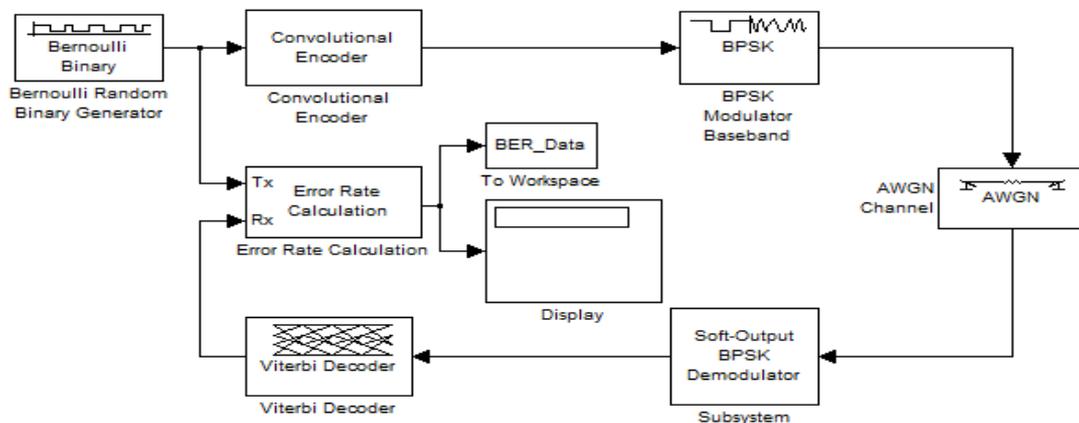


Figura 4.2: Esquema desenvolvido no *Simulink* para a modulação/demodulação BPSK.

Os componentes da simulação são explicados nas sessões seguintes.

4.2.1. Gerador Binário Aleatório de Bernoulli

Para esse sistema, o primeiro bloco a ser estudado é o Gerador Binário Aleatório de Bernoulli. Como o próprio nome diz, sua função é gerar um número binário aleatório. Seja uma função definida para um dado evento A .

$$I_A(\varepsilon) = \begin{cases} 0, & \text{se } \varepsilon \notin A \\ 1, & \text{se } \varepsilon \in A \end{cases} \quad (4.1)$$

Assim, $I_A(\varepsilon) = 1$ se o evento A ocorre e zero, caso contrário. Pode-se definir uma variável aleatória $X = I_A$ e essa variável aleatória é chamada de Bernoulli. O espaço amostral desta variável aleatória é $S_X = \{0,1\}$.

Seja a probabilidade da variável aleatória ser igual a 0, ou seja, $p_X(0) = p$ e a probabilidade de variável aleatória ser igual a 1, ou seja, $p_X(1) = q = 1 - p$. Assim, $p_X(x) = 0$, para $x \neq 1$ ou $x \neq 0$. Para o caso do Gerador de Bernoulli, ele apresenta a mesma probabilidade para gerar um *bit* 1 ou um *bit* 0. Significa dizer que $p_X(1) = p_X(0) = \frac{1}{2}$.

Deve-se colocar um valor inicial de semente para o bloco. Esta semente tem a mesma função que a semente geradora de uma sequência PN. Pode-se colocar este valor como um vetor, que possua o mesmo tamanho que o parâmetro da probabilidade de zeros ou colocar um valor escalar. Para o caso do BPSK, se coloca o valor escalar de 25741. O período utilizado por cada matriz de quadros é de 1 segundo e o gerador trabalha com 1000 amostras / quadro.

4.2.2. Codificador Convolutivo

O próximo bloco é o Codificador Convolutivo. Este codifica uma sequência de vetores binários na entrada, produzindo uma outra sequência de vetores binários na saída. Pode processar diversos símbolos em um dado tempo.

Seja um codificador com M bits na entrada (ou seja, podendo receber 2^M símbolos possíveis na entrada). Então este bloco tem como comprimento do vetor de entrada $L \times M$,

sendo L um número inteiro. Da mesma forma, se o codificador produz N bits na saída (ou seja, podendo produzir 2^N símbolos possíveis na saída), este bloco tem um tamanho $L \times N$. Ele acrescenta 8 bits (chamados de *tail*) no fim de cada bloco na entrada.

O codificador convolucional pode ser visto como uma máquina de estados finita. Esta máquina consiste de um ou mais registradores com m posições de memória (estágios) conectadas a n módulos de soma. Esses módulos são, então, ligados a um multiplexador e este serializa a saída. Para o caso de um único registrador, uma mensagem de L bits produz uma sequência de saída codificada, cujo comprimento é $n(L + M)$ bits. A taxa de código (em bits/símbolo) pode, então, ser calculada como:

$$r = \frac{L}{n(L + M)} \quad (4.2)$$

Como $L \gg M$, a taxa de código pode ser simplificada para:

$$r \cong \frac{1}{n} \quad (4.3)$$

O codificador utilizado no processo é o de 1/2 e com um código de restrição 7. Esse código de restrição é o número de estágios do registrador. Em um codificador de M estágios, a memória do codificador é de M bits e $K = M + 1$ é o número de bits necessários para se ter um bit na saída. Seu diagrama de blocos é mostrado na Figura 4.3.

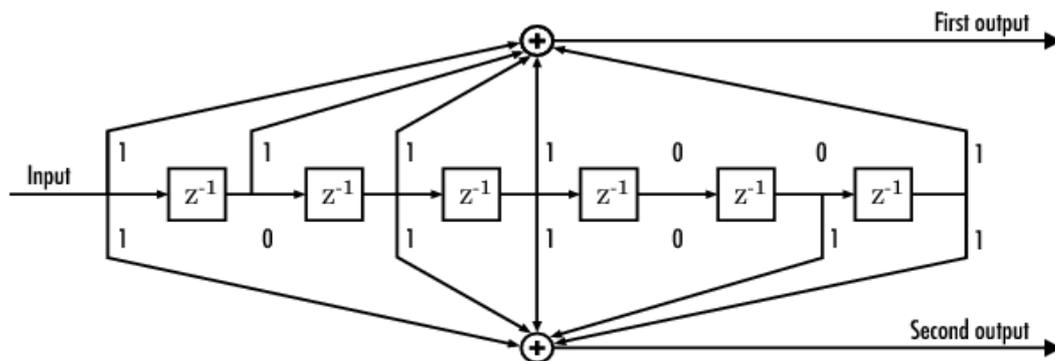


Figura 4.3: Diagramas de blocos esquemático do Codificador Convolucional.

O estrutura do codificador é descrita por um par de números binários, contendo o mesmo tamanho que o código de restrição. O número binário gerado na codificação foi 1111001. O 1 indica que o *bit* na correspondente célula é enviado para o nó seguinte, enquanto o 0 indica que não é enviado. O número binário para a codificação é o 10111011. Convertendo esses dois números binários em octal gera como resultado o par [171, 133]. Esse par é colocado na caixa do bloco de diálogo do codificador no *Simulink* com o comando `poly2trellis(7, [171 133])` no campo *Trellis Structure*.

4.2.3. Modulador BPSK em banda base

O bloco seguinte da configuração é o Modulador BPSK em banda base. Este bloco modula, usando o deslocamento de fase pelo método de chaveamento. A saída é uma representação em banda base do sinal modulado.

A entrada tem que ser um sinal discreto no tempo de valor binário. Se o *bit* de entrada é 0 ou 1, respectivamente, o símbolo modulado é $e^{j\theta}$ e $e^{-j\theta}$, onde θ é o parâmetro de fase *offset*.

4.2.4. Canal AWGN

O canal AWGN foi descrito na seção 3.2.2 da dissertação. Este canal adiciona um ruído branco Gaussiano ao sinal real ou complexo que passa pelo mesmo. Quando o sinal de entrada é real, o bloco adiciona um ruído branco Gaussiano real e produz um sinal real na saída. Quando o sinal de entrada é complexo, o bloco adiciona um ruído branco Gaussiano complexo e produz um sinal complexo na saída. O bloco AWGN assume uma impedância natural de 1Ω .

Para gerar este sinal, o bloco utiliza uma fonte de processamento de sinais aleatórios. Sequências aleatórias são geradas, usando o método de Ziggurat. Trata-se de um algoritmo para gerar números aleatórios em uma distribuição não linear. É um caso especial de um método de rejeição. Toma-se C como um conjunto de pontos (x, y) , que se localizam abaixo de uma curva qualquer $y = f(x)$, com uma área finita, e Z como um conjunto de pontos que contenha C . Em outras palavras, $C \subset Z$. A idéia básica de um método de rejeição é escolher

pontos aleatórios (x, y) de Z até encontrar um ponto que caia em C e, em seguida, retorna x como uma variável desejada (George Marsaglia). A densidade de x será $cf(x)$, sendo c uma constante normalizada que faz $cf(x)$ a densidade adequada.

O método Ziggurat consiste em escolher pontos aleatórios (x, y) uniformemente do conjunto Z , de modo que chegue mais perto de cumprir três critérios dos métodos de rejeição:

- Selecionar de forma rápida e fácil um ponto aleatório de Z ;
- Decidir de uma forma rápida e fácil se o ponto aleatório (x, y) de Z também cai em C .
- Tornar a razão entre as áreas de C e Z próximas de 1.

A semente inicial, que é um parâmetro do bloco, pode ser tanto um número escalar como um vetor, cujo comprimento corresponde ao número de canais no sinal de entrada. Esse parâmetro especifica a semente inicial para a geração de sequências pseudo aleatórias, explicadas no segundo capítulo da dissertação. O gerador produz uma sequência pseudo aleatória, idêntica, cada vez que é executada com uma semente inicial particular.

A Figura 4.4 representa uma janela de diálogo do bloco AWGN no *Simulink*.

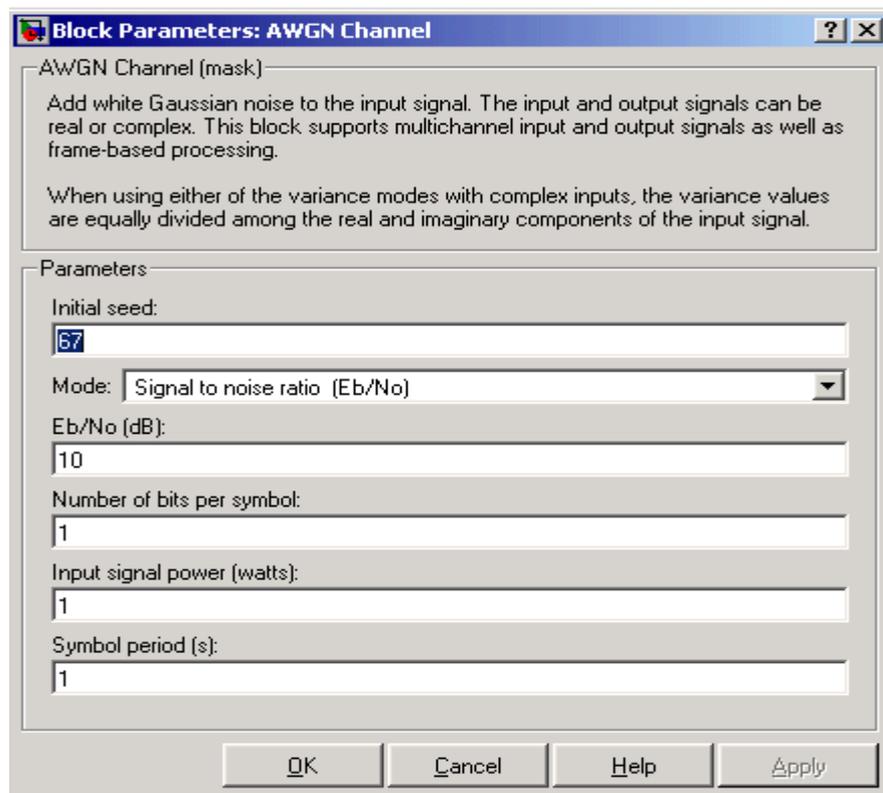


Figura 4.4: Janela de diálogo do bloco AWGN.

O primeiro parâmetro é a semente inicial, explicada nos parágrafos anteriores. O segundo parâmetro é o modo, tratando a relação SNR (E_b/N_0). O parâmetro seguinte mostra a razão entre a energia do *bit* por símbolo e o ruído da densidade espectral de potência, em dB. Em seguida vem o parâmetro que corresponde ao número de *bits* por símbolo, que trata o número de *bits* em cada símbolo da entrada. O próximo parâmetro trata da potência média quadrática dos símbolos de entrada. E, por fim, o último parâmetro é a duração do símbolo do canal, em segundos.

4.2.5. Demodulador de Saída Suave BPSK

Esse bloco é subdividido em um outro diagrama de blocos, mostrado na Figura 44.

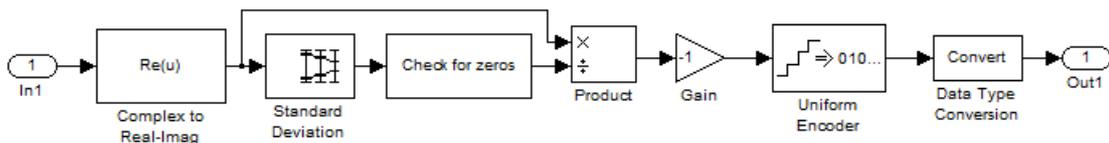


Figura 4.5: Representação do Demodulador de Saída Suave BPSK em diagrama de blocos.

O primeiro bloco do diagrama é o “*Inport*”. Este bloco cria uma porta para uma entrada no próprio sistema, ou um sistema externo.

O segundo bloco trata de um conversor Complexo-Real/Imaginário. Este bloco separa na saída as partes real e a parte imaginária do sinal complexo da entrada. O bloco aceita um sinal complexo de qualquer forma de dados suportadas pelo *Simulink*, inclusive os dados de ponto fixo. Ele produz a parte real e/ou imaginária, dependendo do parâmetro de configuração da saída. A entrada pode ser expressa em forma de vetor ou matriz de sinais complexos. Neste caso, os sinais de saída são similares aos de entrada. A Figura 4.6 mostra a caixa de diálogos do bloco.

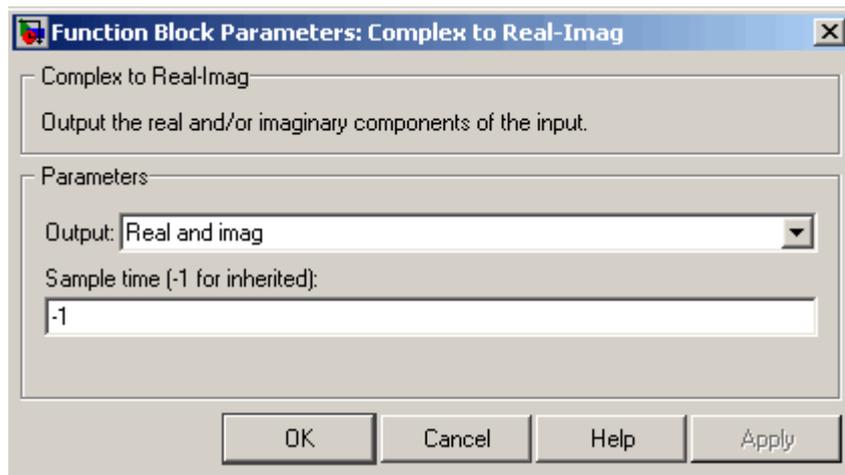


Figura 4.6: Caixa de diálogos do Bloco Conversor Complexo-Real/Imaginário.

O primeiro parâmetro é a saída do bloco. Pode-se escolher entre Real e Imaginário, só Real ou só Imaginário. Para o caso desta simulação, se utiliza como saída a opção Real e Imaginário. O segundo parâmetro determina o espaço entre as amostras. Para continuar do tempo de amostragem anterior, basta utilizar o valor “-1” no parâmetro, que é o caso da simulação.

O bloco do desvio padrão é utilizado para encontrar o desvio padrão da entrada, ou de uma sequência de sinais de entrada. O bloco calcula o desvio padrão de cada coluna na entrada, ou faixas de desvio padrão de uma sequência de entrada ao longo de um período de tempo.

O terceiro bloco é o que verifica os zeros. A Figura 4.7 mostra a sua composição.

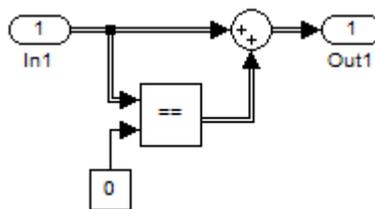


Figura 4.7: Composição do bloco *Check for Zeros* .

O *Inport*, em combinação com o bloco logo abaixo, que gera um valor constante e igual a zero, seguem para o operador relacional. Este bloco executa uma operação relacional

especificada entre as entradas do bloco. No caso, ele compara as duas entradas contidas no sistema. No caso da simulação, a saída é VERDADEIRA se a primeira entrada é igual à segunda. Em seguida, este resultado vai direto para a saída especificada no esquema.

O bloco seguinte da configuração é o Produto. Como o nome indica, esse bloco multiplica ou divide as entradas. Produz saídas utilizando a informação do elemento ou uma multiplicação de matrizes, dependendo do valor do parâmetro de Multiplicação. A Figura 4.8 mostra a janela de comunicação deste bloco, onde se pode ver este parâmetro.

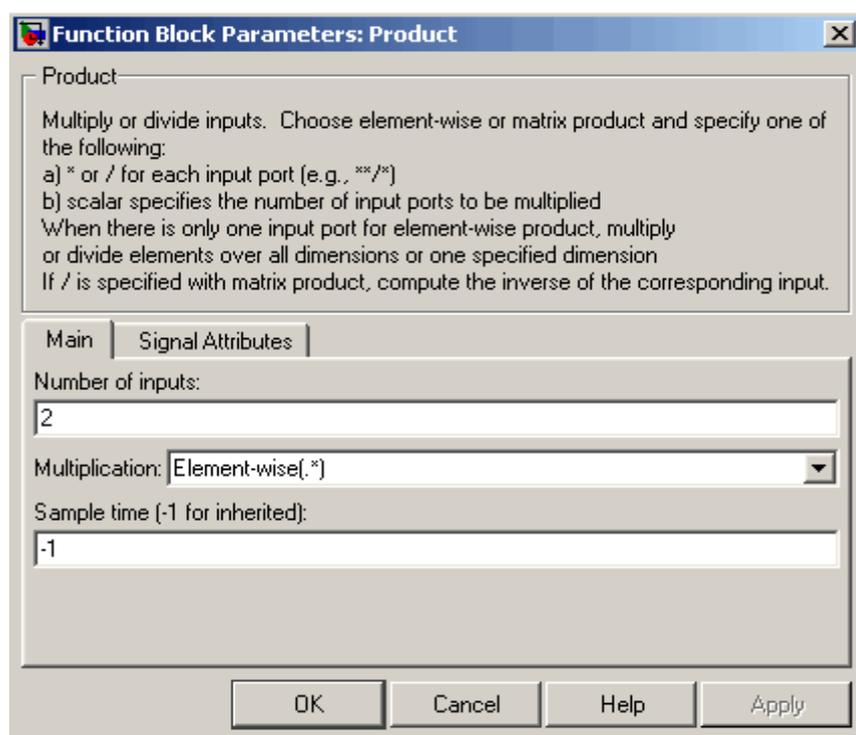


Figura 4.8: Janela de comunicação para o Bloco Produto.

O bloco de Ganho multiplica a entrada por um valor constante, gerando um ganho neste valor inicial. Deve-se especificar o valor do ganho no parâmetro de ganho da caixa de diálogo do bloco. No caso da simulação, cada elemento da entrada é multiplicado pelo valor de ganho.

O codificador uniforme realiza uma quantização e codifica um ponto flutuante, transformando-o em um inteiro na saída. Feito isso, o último bloco da configuração realiza a conversão do resultado para o tipo de dados desejados para a transmissão.

4.2.6. Decodificador de Viterbi

O decodificador convolucional, pelo algoritmo de Viterbi, utiliza um processo de correção de erros para interpretar um fluxo de dados que tenham sido codificados. Este bloco decodifica símbolos na entrada, para produzir símbolos binários na saída. Trata-se de uma programação dinâmica para encontrar a sequência mais provável de estados ocultos (chamadas “Caminho de Viterbi”) que resulta em uma combinação de eventos observados, especialmente pelos chamados Modelos Ocultos de Markov. Este algoritmo, portanto, tem uma relação muito direta com o cálculo da probabilidade de uma sequência de elementos observados.

Se o código convolucional utiliza um alfabeto de 2^n símbolos possíveis, o tamanho do vetor de entrada para o bloco do decodificador é $L \times n$, onde L é um valor inteiro positivo. De forma similar, se na saída se utiliza um alfabeto de 2^k símbolos de saída possíveis, o tamanho do vetor de saída passa a ser $L \times k$. Na verdade, então, L é o número de quadros que o bloco processa em cada medida.

4.2.7. Cálculo da Taxa de Erro

Este bloco realiza o cálculo da taxa de erro de *bits*. Esse cálculo baseia-se em comparar os dados da entrada do transmissor com os dados da entrada do receptor. É calculado como uma execução estatística, dividindo o número total de pares desiguais dos elementos de dados pelo número total de elementos de dados de entrada em uma fonte.

Para o caso da simulação, são utilizadas 48 amostras para cada dado recebido em atraso do dado transmitido. Não é ignorada nenhuma amostra para o cálculo da BER.

Deve-se colocar um limite nesse cálculo. Isso significa que, após detectar um certo número de erros, a simulação interrompe. Também se limita o número de símbolos a serem comparados. Isso faz com que a simulação tenha uma duração finita, gerando um resultado de BER. Para esta simulação, colocou-se como limites 100 *bits* de erros e 10^7 símbolos.

O *display* mostra o resultado da simulação. A Figura 4.9 mostra o cálculo da BER após se ativar a simulação acima.

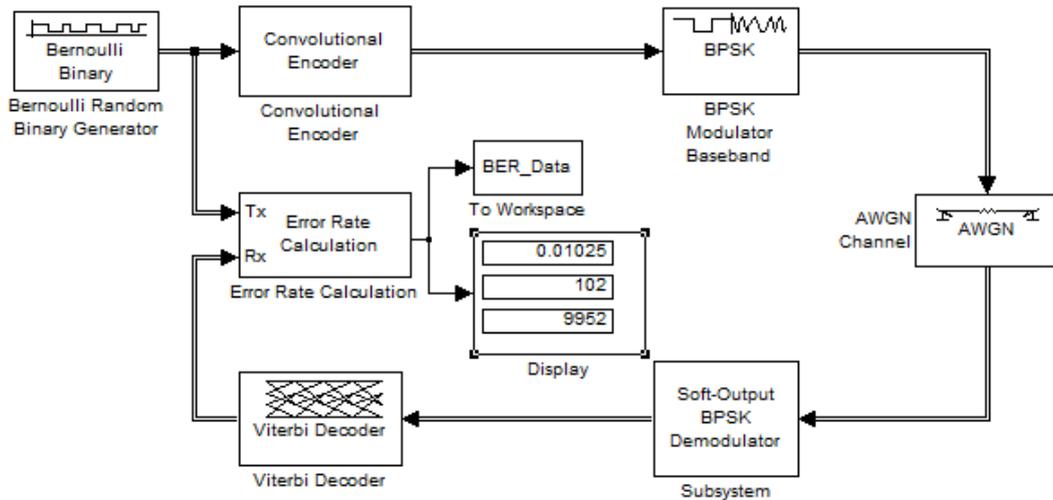


Figura 4.9: Simulação do cálculo da BER para uma modulação BPSK em um canal AWGN.

A Figura mostra que a BER encontrada na simulação acima foi de 0,01025 (102 *bits* “errados” em 9952 *bits* transmitidos).

4.3. Ambiente de simulação para o QAM.

A tentativa de se obter um modelo em *Simulink* para a modulação QAM não foi possível. Para exemplificação, então, foi gerado um código em MATLAB que resulta no Mapa de Gray para esta modulação. Foram desenvolvidos dois códigos distintos para as duas utilidades.

O Mapa de Gray trata de uma representação da constelação para a modulação que se está tratando. Este Mapa foi discutido no segundo capítulo da dissertação. As Figuras 4.10 e 4.11 mostram dois exemplos, um para a modulação 32-QAM e o outro para a modulação 16-QAM.

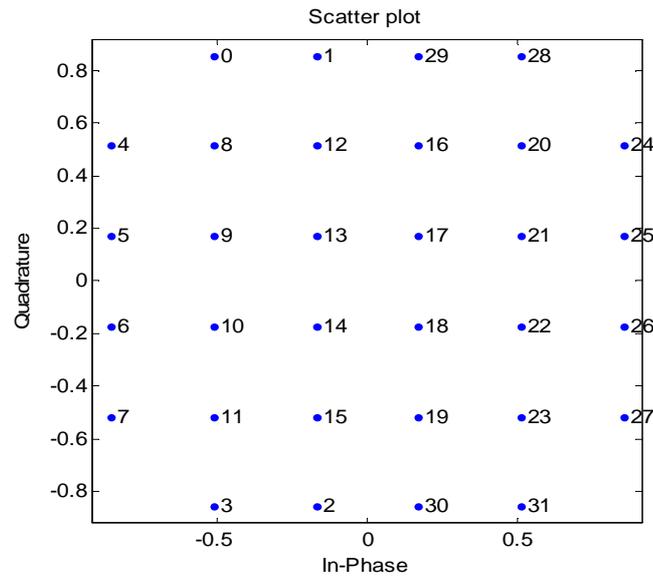


Figura 4.10: Mapa de Gray para a modulação 32-QAM.

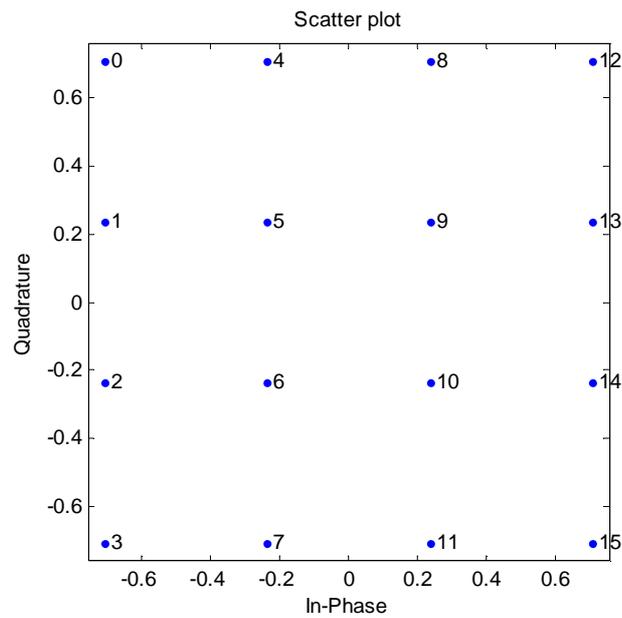


Figura 4.11: Mapa de Gray para a modulação 16-QAM.

Para simular o cálculo da BER de um sistema 16-QAM foi desenvolvido um programa em MATLAB para o mesmo. Para esta simulação, deve-se tomar alguns parâmetros para a modulação QAM:

-Decidir o número de símbolos;

-Decidir o tamanho da constelação (para uma modulação 32-QAM, é utilizado um tamanho 32, para uma modulação 16-QAM, é utilizado 16);

-O número de *bits* por símbolo, que é calculado como $\log_2 M$, onde M é o tamanho da constelação, descrita no item anterior.

O MATLAB segue uma sequência de ações na simulação. Essa sequência é descrita a seguir:

-Gerar uma sequência de sinais aleatórios;

-Atribuir um grupo de 4 *bits* para símbolo da constelação 16-QAM no mapeamento de Gray;

-Adicionar um Ruído Branco Gaussiano;

-Demodular os símbolos do 16-QAM;

-Transformar o mapeamento de Gray em valores decimais;

-Contabilizar o número de *bits* errados;

-Simular para cada valor de E_b/N_0 a BER encontrada, tomando-se um espaçamento de 1 dB para cada valor de E_b/N_0 .

A primeira simulação proposta foi para a modulação 16-QAM. A Tabela 6 mostra os parâmetros que foram utilizados na simulação.

Tabela 6: Dados e parâmetros utilizados na simulação para a modulação 16-QAM.

PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO	VALORES
Número de Símbolos	10^5
Tamanho da Constelação	16
<i>Bits</i> por símbolo	4
Tempo para Simulação	2 minutos e 15 segundos

Após a entrada dos dados contidos nas três primeiras colunas da Tabela, define-se a constelação real e imaginária para a modulação :

```
clear
N = 10^5; % número de símbolos
M = 16;   % tamanho da constelação
k = log2(M); % bits por simbolo
```

```

% definindo as partes reais e imaginárias da constelação PAM para 16-QAM
alfaRe = [-(2*sqrt(M)/2-1):2:-1 1:2:2*sqrt(M)/2-1];
alfaIm = [-(2*sqrt(M)/2-1):2:-1 1:2:2*sqrt(M)/2-1];
k_16QAM = 1/sqrt(10);

```

A linha da parte real gera como resultado -3 -1 1 3. Para a parte imaginária, tem-se como resultado os mesmos valores da parte real. Tomando a linha seguinte, tem-se como resultado 0,3162.

Para a geração do símbolo se utiliza uma distribuição uniforme de números pseudo aleatórios. É a função `rand` do MATLAB.

```

ipBit = rand(1,N*k,1)>0.5; % Números aleatórios 0's e 1's
ipBitReshape = reshape(ipBit,k,N).';

bin2DecMatrix = ones(N,1)*(2.^[(k/2-1):-1:0]) ; % Conversão
binária/decimal

% Parte Real
ipBitRe = ipBitReshape(:,[1:k/2]);
ipDecRe = sum(ipBitRe.*bin2DecMatrix,2);
ipGrayDecRe = bitxor(ipDecRe,floor(ipDecRe/2));

% Parte Imaginária
ipBitIm = ipBitReshape(:,[k/2+1:k]);
ipDecIm = sum(ipBitIm.*bin2DecMatrix,2);
ipGrayDecIm = bitxor(ipDecIm,floor(ipDecIm/2));

% Mapeando os símbolos codificados no Mapa de Gray.
modRe = alfRe(ipGrayDecRe+1);
modIm = alfIm(ipGrayDecIm+1);

% Constelação Complexa
mod = modRe + j*modIm;
s = k_16QAM*mod; % Normalização do transmissor de potência.

```

Este código realizado mostra que foi gerada uma sequência binária pseudo aleatória e, logo em seguida, é feita uma re-arrumação nesta sequência, através da função `Reshape`, que arruma as linhas da matriz de números binários em coluna. Faz-se então o mapeamento de Gray da constelação.

A seguir, é gerado o Ruído Branco Gaussiano. Esse Ruído é gerado pelo código:

```
% Ruído
n = 1/sqrt(2)*[randn(1,N) + j*randn(1,N)]; % Ruído Branco gaussiano,
com 0 dB de variaância.

y = s + 10^(-Es_N0_dB(ii)/20)*n; % Ruído Branco aditivo Gaussiano
```

Logo após, toma-se a demodulação do sinal. Para essa situação, tem-se o código:

```
% Gerando a demodulação do sinal

y_re = real(y)/k_16QAM; % Parte Real
y_im = imag(y)/k_16QAM; % Parte Imaginária

Faz-se então a contagem dos bits “errados”. Essa contagem é feita pelo código:

% Contagem de BER para a parte Real e Imaginária
nBitErr(ii) = size(find([ipBitRe- ipBinHatRe]),1) + size(find([ipBitIm
- ipBinHatIm]),1) ;

end

simBer = nBitErr/(N*k);
theoryBer = (1/k)*3/2*erfc(sqrt(k*0.1*(10.^(Eb_N0_dB/10))));
```

Na Figura 4.12, é mostrada a curva da BER em função da relação SNR, para a modulação 16-QAM.

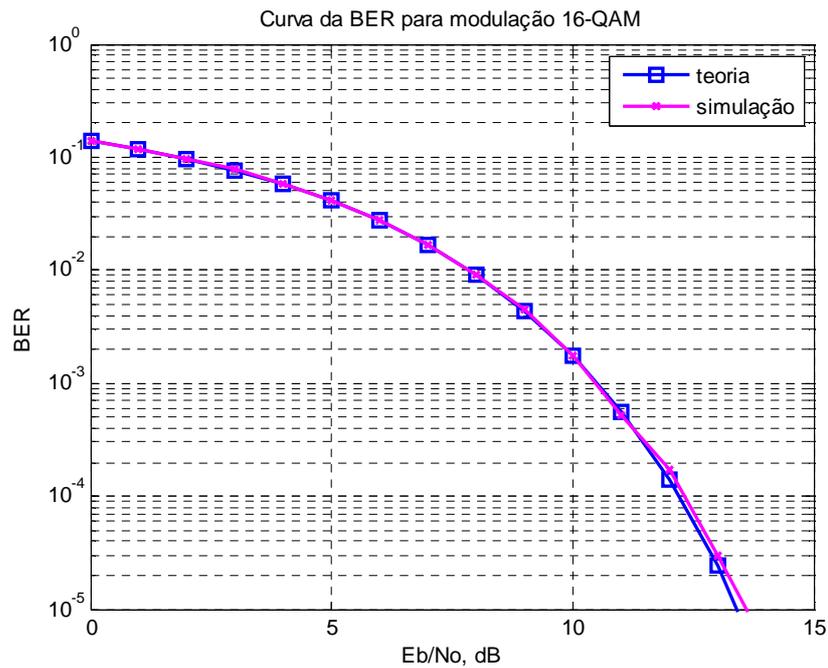


Figura 4.12: Curva da BER para uma modulação 16-QAM.

4.4. Ambiente de simulação para o OFDM

Para a simulação de um ambiente em presença do modo de transmissão OFDM, foi utilizada a plataforma desenvolvida pelo professor Eduardo Vale [38]. Trata-se de uma linha de código no MATLAB e um modelo no *Simulink*. Esse modelo é mostrado na Figura 4.13.

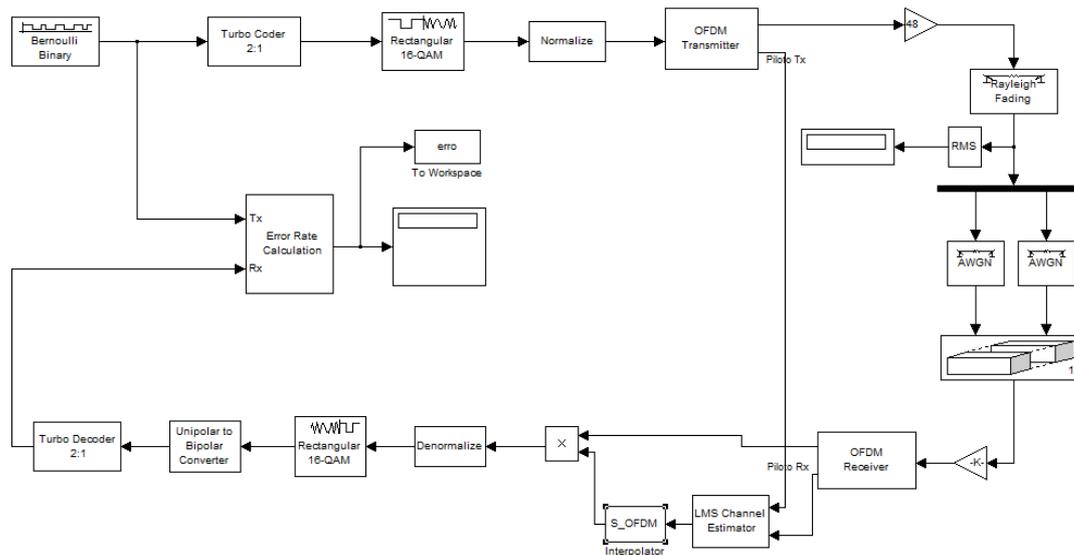


Figura 4.13: Esquema desenvolvido no *Simulink* para o OFDM.

Como foi feito no esquema do BPSK, o modelo do OFDM será explicado bloco por bloco.

4.4.1. Gerador Binário Aleatório de Bernoulli

Este bloco foi explicado na seção 4.2.1 do presente capítulo da dissertação. Cabe ressaltar algumas mudanças:

- O valor da semente inicial foi modificado para 12343, não mais o 25741 do BPSK;
- O período utilizado por cada matriz de quadros é de $0,13 \mu\text{s}$, ao contrário do BPSK, que era de 1 segundo;
- Cada quadro apresenta 600 amostras, enquanto no BPSK eram utilizadas 1000 amostras/segundo.

4.4.2. Turbo Coder

O *Turbo Coder* é uma classe de corretores de erros de alto desempenho. Foram desenvolvidos em 1993, os quais foram os primeiros códigos práticos para se fazer uma aproximação da capacidade do canal, utilizando um ruído máximo teórico do canal, onde a comunicação ainda seja confiável, com uma taxa de código. São muito utilizados em comunicações via satélite.

O *Turbo Coder* é composto por um Codificador Convolutivo e uma matriz de concatenação. Essa configuração é mostrada na Figura 4.14.

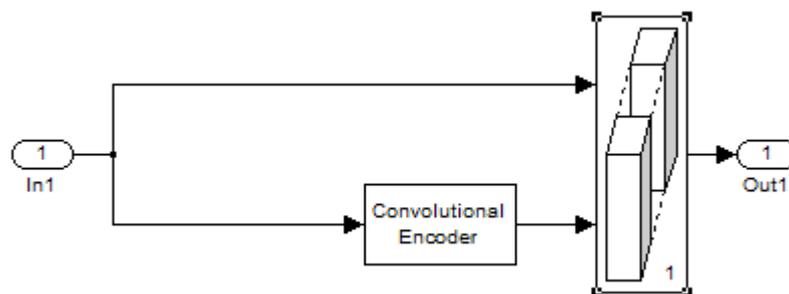


Figura 4.14: Configuração de um *Turbo Coder*.

A função dessa matriz de concatenação é concatenar dois ou mais sinais de entrada de um mesmo tipo de dados, resultando em um sinal de saída. Os elementos do sinal de saída ocupam locais contíguos na memória e opera tanto com um vetor de dados, como uma matriz multidimensional de dados. Em todos os casos, as entradas são concatenadas de cima para baixo, ou da esquerda para a direita.

No modo de operação com vetor, todos os sinais de entrada podem ser ou vetores linhas $[1 \times M]$ ou vetores colunas $[M \times 1]$ ou uma combinação destes. O modo matriz aceita vetores e matrizes de quaisquer dimensões. A saída é sempre uma matriz. Esse é o modo de operação da simulação, pois a saída do codificador convolucional é uma matriz multidimensional.

4.4.3. Modulador 16-QAM Retangular

Este bloco realiza uma modulação M-QAM de forma retangular no sinal. É assumida para o bloco, uma impedância interna de 1Ω . A Figura 54 abaixo mostra o caso de uma modulação 128-QAM.

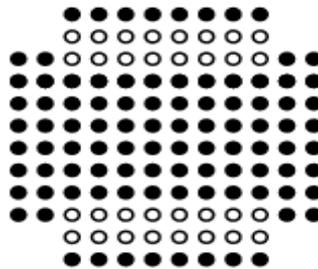


Figura 4.15: Mapeamento de Gray para uma modulação 128-QAM retangular.

A Figura 4.16 mostra a janela de diálogo deste bloco e os seus parâmetros.

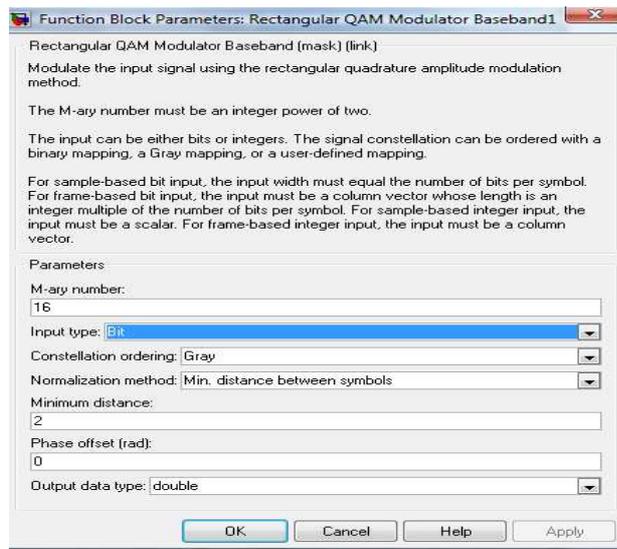


Figura 4.16: Caixa de diálogo para o bloco de modulação retangular M-QAM.

Deve-se informar ao bloco o valor de M que se deseja para realizar a modulação. Para o caso do OFDM, se utiliza o modo 16-QAM. Esse é o primeiro parâmetro da caixa. O segundo parâmetro é o tipo de entrada, que pode ser um número inteiro ou um conjunto de *bits*. Para a simulação em questão, a entrada é um conjunto de *bits*.

O terceiro parâmetro tratado na caixa é onde se opta por utilizar o mapeamento de Gray da modulação M-QAM em questão, e então o parâmetro seguinte trata do método de normalização. O utilizado é o método da mínima distância entre os símbolos, que utiliza a distância entre os dois pontos mais próximos. O último parâmetro trata da fase *offset*, através da rotação da constelação M-QAM, em radianos. Não sendo este de interesse para a simulação, é considerado nulo.

4.4.4. Normalizador

Este bloco executa a função de gerar um vetor unitário paralelo ao vetor de entrada. A Figura 4.17 mostra como ele é composto.



Figura 4.17: Configuração de um bloco Normalizador.

O primeiro bloco toma o conjugado do sinal de entrada, passando este resultado para o bloco de ganho do valor de $\sqrt{10}$.

4.4.5. Transmissor OFDM

O bloco transmissor OFDM é aquele que realiza a transmissão das sub-portadores no canal de transmissão. Para tal, é necessária a geração de uma sequência PN de máximo comprimento

O bloco transmissor OFDM apresenta uma configuração muito complexa, incluindo uma IFFT. Esta sua configuração é apresentada na Figura 4.18.

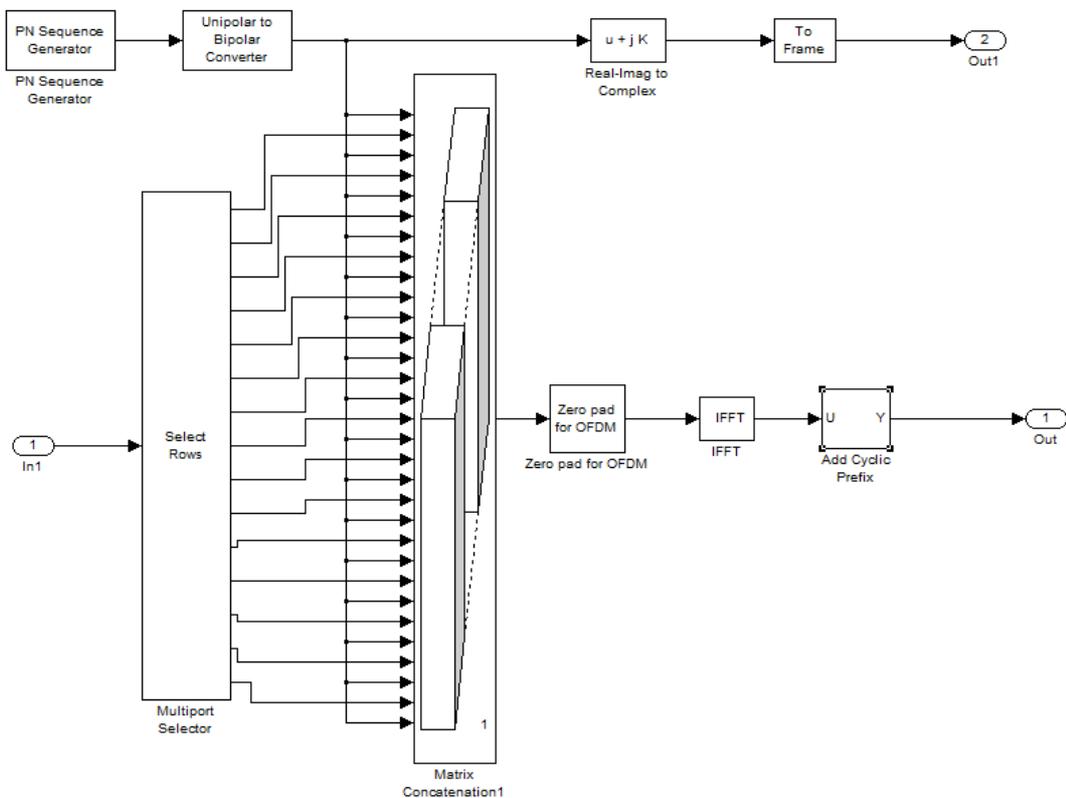


Figura 4.18: Configuração de um bloco Transmissor OFDM.

O primeiro bloco é o gerador de sequência PN. Para tal, ele utiliza um registrador, como especificado no segundo capítulo desta dissertação. Para a simulação acima, o gerador utiliza como polinômio gerador a sequência 1 0 0 1 0 0 0 1.

O bloco seguinte faz a conversão de um sinal unipolar no intervalo em um sinal bipolar. Se um sinal de entrada consiste de inteiros, com valores entre 0 e $M - 1$, então a saída consiste de valores inteiros entre $-(M - 1)$ e $M - 1$. Se M é par, a saída é ímpar e vice-versa. Portanto, seja um sinal de entrada $[0, 1, 2, 3]$, a saída se torna $[-3, -1, 1, 3]$.

Na parte inferior da configuração, um seletor multiportas é utilizado para distribuir, arbitrariamente, os subsistemas de entradas em linha para múltiplas portas de saída. O bloco consegue extrair múltiplas entradas, de um subsistema em linha ou em paralelo, de uma matriz $M \times N$ e propagar, cada submatriz, em uma porta distinta de saída. Em seguida, todas essas saídas vão para a matriz de concatenação, junto com os sinais bipolares formados na parte superior da configuração e, então, são enviadas para o bloco *Zero Pad for OFDM*. É neste bloco onde se realiza a Transformada de Fourier no sinal.

O bloco seguinte realiza a IFFT do sinal que sai da matriz de concatenação. Enquanto isso, na parte superior, o sinal bipolar passa pelo conversor Real-Imaginário/Complexo. Este bloco toma o resultado do sinal bipolar e o transforma em um complexo que só tenha sua parte real, anulando sua parte imaginária.

4.4.6. Ganho

Esse bloco, como no caso da simulação com o BPSK, acrescenta um ganho ao resultado anterior. Para esta simulação, ele acrescenta um ganho de 48.

4.4.7. Canal de desvanecimento Rayleigh

O canal de desvanecimento Rayleigh é um canal de importante estudo dentro do ramo de telecomunicações. É utilizado para o caso em que o transmissor emite um sinal, que é refletido, refratado, difratado e espalhado ao longo do percurso, mas que não apresenta visada direta ao receptor. Outro canal de desvanecimento, o canal Rice (ou canal Riciano em

algumas literaturas), que também trabalha com os efeitos de multipercurso, porém, neste caso, o receptor recebe um raio mais forte, de visada direta.

A simulação implementa um modelo de canal para cenários de propagações em multipercursos que incluem:

- N caminhos discretos de desvanecimento, cada um com o seu próprio atraso e seu ganho médio de potência;
- Um modelo Rayleigh para cada trajeto;
- Modelagem Doppler de acordo com o espectro de Jakes, no qual um desvio máximo de Doppler pode ser especificado.

O desvio Doppler é uma característica própria quando existe um movimento entre uma fonte que emite um sinal e uma fonte que recebe este sinal. Em outras palavras, significa que o desvio Doppler está associado ao afastamento ou à aproximação do receptor em relação à fonte emissora. O desvio máximo de Doppler considerado na simulação foi de 0,0213 Hz.

Definindo uma PDF (*Probability Density Function*, em português, Função Densidade de Probabilidade) de Rayleigh, tem-se:

$$P_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (4.4)$$

onde x é a variável aleatória e σ representa o desvio padrão da distribuição. Essa PDF tem seus parâmetros listados na Tabela 7 a seguir.

Tabela 7: Parâmetros de uma PDF Rayleigh

Parâmetros da PDF	Valor
Média	$1,25 \sigma$
Variância	σ^2
Desvio Padrão	σ
Mediana	$1,175 \sigma$
Valor Máximo	$\frac{1}{\sigma\sqrt{e}}$

Uma PDF de Rayleigh é mostrada na Figura 4.19.

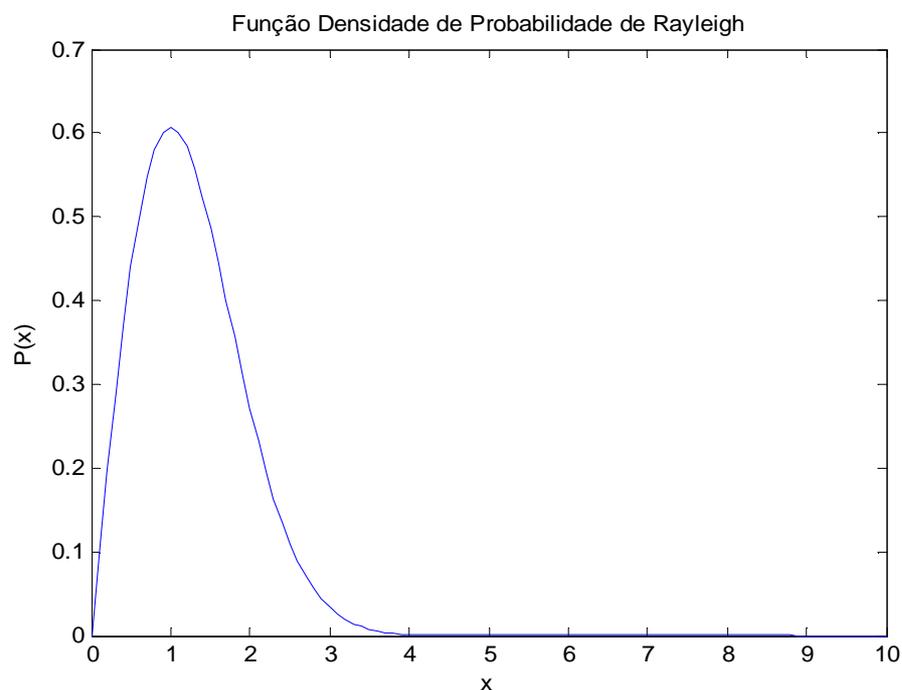


Figura 4.19: PDF de Rayleigh.

A simulação do canal, realizada no MATLAB, considera que o canal de desvanecimento é modelado como se fosse um filtro linear FIR (*Finite Impulse Response*). Trata-se de um filtro digital que é caracterizado com uma resposta ao impulso que se torna nula após um tempo finito, ao contrário do que ocorre com os filtros IIR (*Infinite Impulse Response*). Os filtros FIR apresentam as vantagens de serem estáveis, não usam realimentação (isso faz com que os erros de arredondamento não se acumulem) e, além disso, podem ter fase linear.

4.4.8. RMS

O bloco RMS (*Root Mean Square* ou Valor Quadrático Médio, no português) é uma medida estatística da magnitude de uma quantidade variável. Algumas técnicas são utilizadas para avaliar a capacidade de desempenho de diversos sistemas de comunicação sem fio, e uma destas técnicas é exatamente o RMS. Pode ser definido como:

$$\sigma_{rms} = \sqrt{\sigma^2 - (\bar{\sigma})^2} \quad (4.5)$$

onde, para L caminhos de propagação:

$$\bar{\sigma}^n = \frac{\sum_{i=1}^L \sigma_i^2 |\beta_i|^2}{\sum_{i=1}^L |\beta_i|^2}, n = 1, 2 \quad (4.6)$$

Os resultados de RMS obtidos passam, então, por um demultiplexador e vão para o bloco seguinte.

4.4.9. Canal AWGN

Esses canais já foram discutidos na seção da simulação do BPSK. Será adicionado um Ruído Branco Gaussiano ao sinal que passa pelo demultiplexador. Notar que se têm duas caixas de canal AWGN, ou seja, cada saída do demultiplexador recebe o tratamento do canal.

4.4.10. Matriz de Concatenação

Nas sessões anteriores essa matriz também foi discutida. No caso desta simulação, a matriz irá concatenar os resultados recebidos dos blocos AWGN e irá entregar ao bloco seguinte.

4.4.11. Recepção do OFDM

Agora o sinal entra no processo de recepção. O primeiro passo é um bloco de ganho, com fator 1/48. Com isso, o sinal volta ao nível que ele estava antes de receber o ganho anterior.

Após esse processo, o sinal passa por um receptor OFDM. Esse receptor faz todo o processo inverso realizado pelo transmissor, inclusive, tomando a FFT, já que no transmissor foi realizada a IFFT do sinal. Com isso, retorna-se ao mesmo sinal que se tinha antes da entrada do transmissor OFDM.

O passo seguinte é passar pelo bloco de estimação do LMS. Trata-se de um conjunto de filtros adaptativos LMS. Um algoritmo de filtro LMS é usado para encontrar um filtro desejado, minimizando o erro médio quadrático (MSE).

Quanto ao seu funcionamento, os sinais que saem do receptor OFDM entram no seletor multiportas,, sendo, então, geradas 8 saídas em paralelo. Cada saída passa por um filtro LMS e, então, suas saídas passam por um novo filtro. Esses 8 novos filtros geram 8 sinais de saída, que são recebidos pelo multiplexador, que combina todos esses sinais em um único sinal de saída. Isso pode ser visto na Figura 4.20.

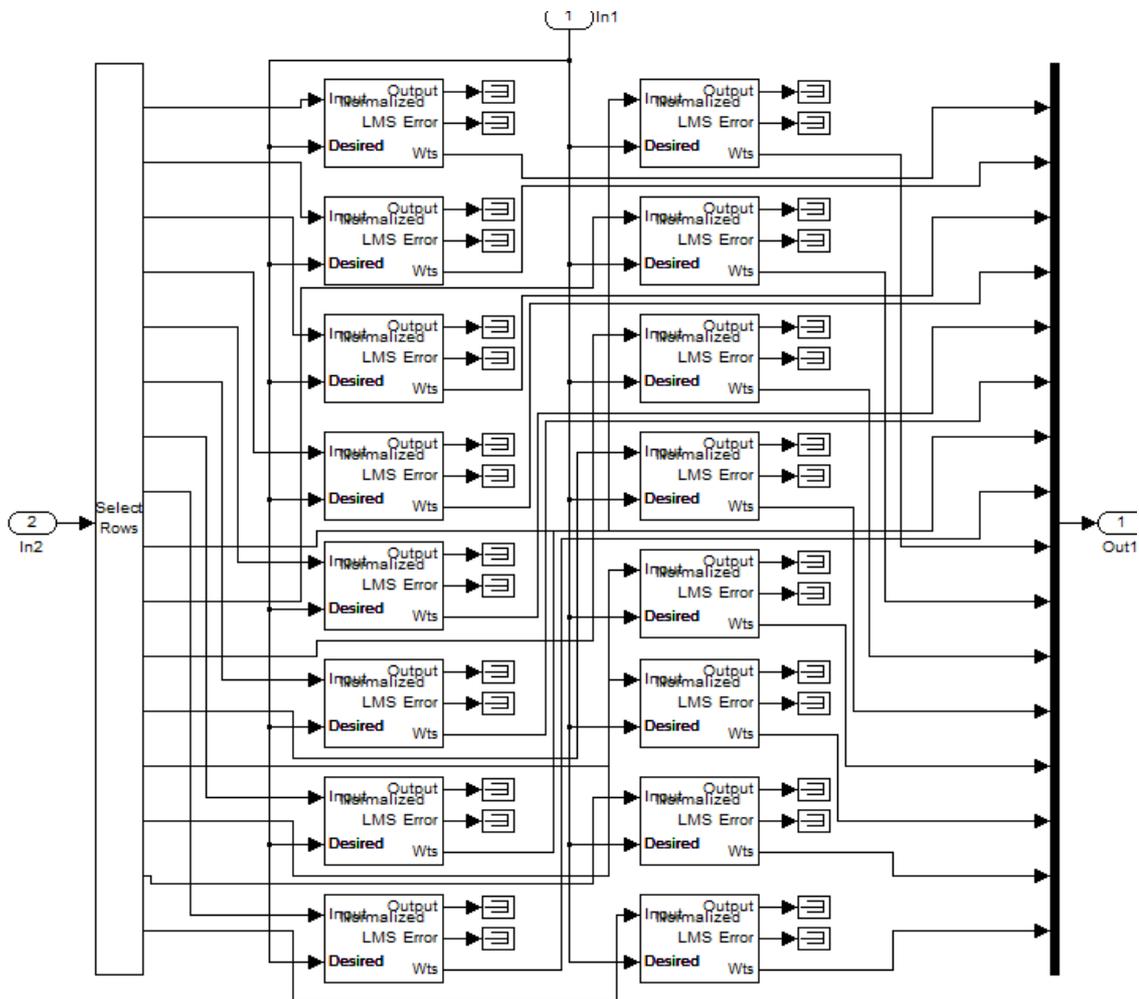


Figura 4.20: Configuração de um bloco Estimador LMS.

Esse sinal, então, passa por um bloco de produto, para então denormalizar o sinal. Após isso, o bloco passa por um demodulador 16-QAM retangular e, então, este sinal passa outra vez por um bloco que faz a transferência de unipolar para bipolar e passa pelo *Turbo Coder* outra vez, para assim ter o seu valor de BER calculado.

4.5. Simulações das modulações com o modo de transmissão OFDM em um canal de desvanecimento Rayleigh e AWGN

Foi tomado como exemplo uma simulação de uma modulação BPSK em um canal AWGN, cuja curva BER x E_b/N_0 foi mostrada na Figura 40. Serão feitas duas simulações com o BPSK: uma em um canal AWGN, com o modo de transmissão OFDM e outra com um canal Rayleigh. Depois, será feita uma comparação entre os resultados obtidos nas simulações.

4.5.1. Simulação do BPSK com OFDM em canal AWGN

Essa simulação foi realizada com os parâmetros especificados na Tabela 8 a seguir.

Tabela 8: Parâmetros utilizados na simulação do BPSK com OFDM em um canal AWGN.

Parâmetros	Valor
Número de sub-portadoras	52
Número de <i>bits</i> /símbolo	52
Número de símbolos OFDM	10^4
Tamanho da FFT	64

O resultado desta simulação para a BER é mostrada na Figura 4.21.

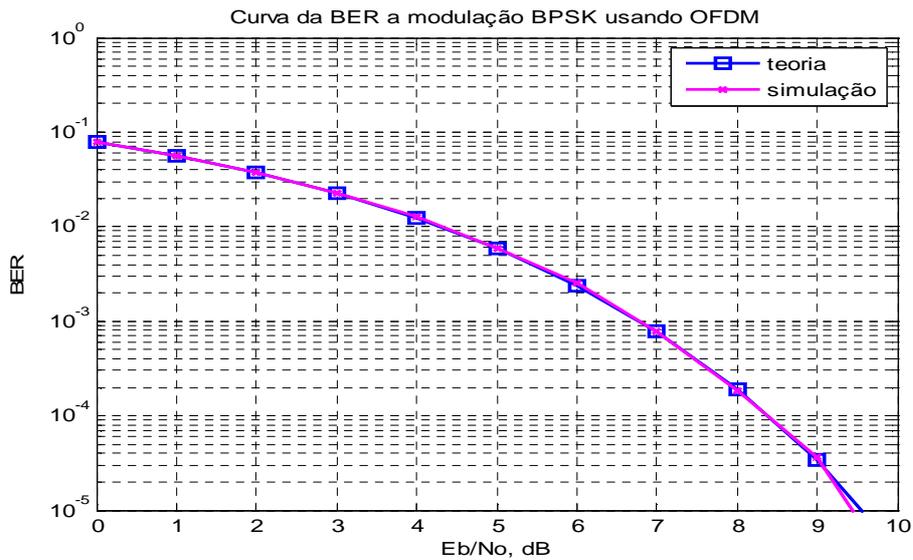


Figura 4.21: Curva BER de uma modulação BPSK utilizando OFDM em um canal AWGN.

4.5.2. Simulação do BPSK com OFDM em canal Rayleigh

Em relação à simulação anterior, a maior diferença foi a utilização de 10^6 símbolos de OFDM em vez de 10^4 . Tomando o procedimento, que foi debatido na seção 4.4, da simulação OFDM e colocando os parâmetros da modulação BPSK, gerou-se a Figura 4.22.

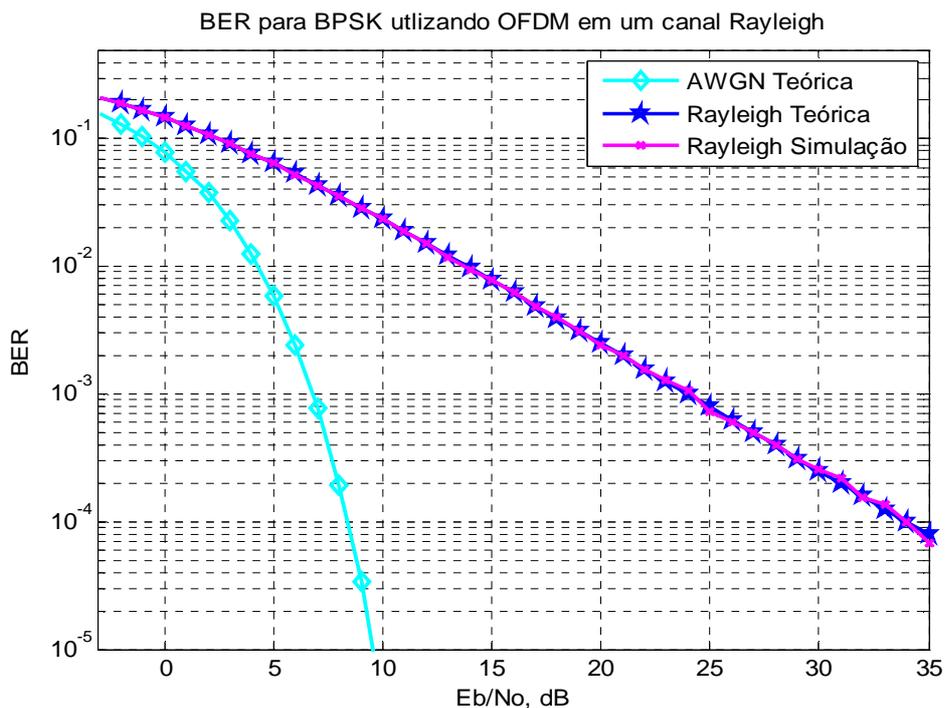


Figura 4.22: Curva BER de uma modulação BPSK utilizando OFDM em um canal Rayleigh.

4.5.3. Simulação da QAM com OFDM em canal Rayleigh

Para a modulação M-QAM não se fez o teste para o canal AWGN, pois esse teste foi realizado no BPSK apenas como efeito de ilustração, sendo de pouca utilidade prática. Então vai se comparar os resultados deste com os outros dois anteriores.

Simulou-se para quatro tipos de modulação M-QAM: 16-QAM, 64-QAM, 128-QAM e 256-QAM e foi gerada a Figura 4.23, para o cálculo da BER.

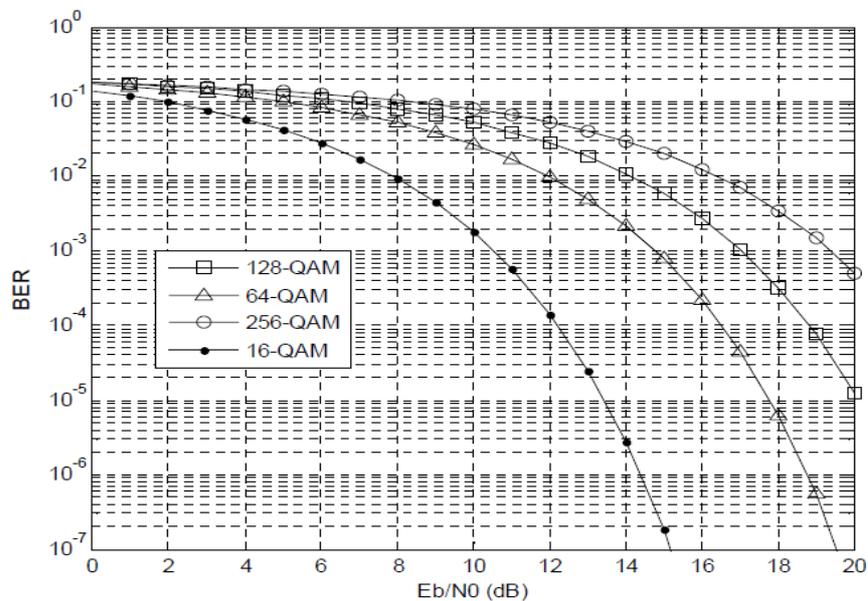


Figura 4.23: Curva BER de quatro modelos de modulação M-QAM utilizando OFDM em um canal Rayleigh.

4.6. RESULTADOS

Foram realizados testes para o canal AWGN e canal Rayleigh, utilizando uma modulação BPSK e uma outra simulação em um canal Rayleigh, utilizando as modulações 16-QAM, 64-QAM, 128-QAM e 256-QAM. Em ambos, utilizou-se o modo de transmissão OFDM.

A Tabela 9 mostra as equações para o cálculo da BER teórica, como emprego de modulação BPSK e M-QAM, onde a função $erfc(x)$ (erro complementar) é definida como:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-t^2} dt \quad (4.7)$$

Tabela 9: Cálculo teórico da BER para as modulações BPSK e M-QAM.

Modulação	Método de detecção	BER
BPSK	Coerente	$0,5 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$
M-QAM	Coerente	$\frac{2}{M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3ME_b}{2(M-1)N_0}} \right)$

As funções expressas na Tabela mostram que a BER em um sistema BPSK é superior à BER medida em uma modulação M-QAM qualquer.

O método de detecção coerente, também conhecido como demodulação coerente, multiplica o sinal a demodular por um sinal de mesma frequência e fase do sinal modulado. Para tal, o oscilador local do sinal de demodulação deve estar sincronizado com o sinal modulado.

Comparando os resultados para a modulação BPSK, pode-se constatar que em um canal Rayleigh, a resposta da BER é pior que em um canal AWGN. A curva BER para o canal AWGN era, aproximadamente, uma função exponencial decrescente. Para o caso no canal Rayleigh, nota-se que a curva é uma linear inversa. O que colabora para que isso ocorra é o fato da envoltória do canal de desvanecimento Rayleigh diminuir a relação SNR instantânea do sistema. A probabilidade de erro, causada pela atenuação do canal, pode ser reduzida utilizando-se um aumento na potência de transmissão, porém o custo associado a essa alternativa inviabiliza a sua implementação.

Pode-se constatar, também, que a curva simulada da BER se ajusta com as curvas teóricas, exceto para o caso do canal Rayleigh em alguns valores altos de SNR. Pode-se melhorar o resultado, tomando-se a simulação em um maior espaço de tempo.

Pode-se constatar, também, que as modulações M-QAM apresentaram um resultado melhor que a modulação BPSK. Para tal conclusão, pode-se partir do mesmo princípio. As curvas do modelo QAM apresentam uma queda exponencial, o que significa que o valor da

BER decresce mais rapidamente do que no caso da modulação BPSK. Esse decaimento mais rápido significa que podem ser evitados gastos com a melhoria do sinal, por exemplo, o aumento na potência de transmissão descrito anteriormente.

Tomando as curvas isoladas do modelo M-QAM, pode-se constatar que a modulação 16-QAM apresenta um melhor resultado que as modulações 64-QAM, 128-QAM e 256-QAM. Seu decaimento é maior que os outros modelos de QAM. Isso mostra que o tamanho da constelação QAM interfere diretamente no resultado da simulação do modelo. Quanto maior a constelação, mais lentamente a BER decresce.

No esquema M-QAM, $\log_2 M$ bits de informação são mapeados em uma constelação bidimensional usando um código de Gray. Considere-se as duas portadoras em quadratura, moduladas em amplitude de forma independente, expressas abaixo:

$$s(t) = A_I \cos(2\pi f_c t) - A_J \sin(2\pi f_c t), 0 \leq t \leq T \quad (4.8)$$

onde A_I e A_J representam, respectivamente, as amplitudes das componentes em fase e quadratura do símbolo a ser transmitido, f_c é a frequência da portadora e T é a duração do intervalo de símbolo.

Na equação (46), A_I e A_J são selecionados de forma independente no conjunto $\{\pm d, \pm 3d, \dots, \pm(\sqrt{M} - 1)d\}$, onde $2d$ é a distância mínima euclidiana entre as componentes de dois símbolos distintos da constelação, dada por:

$$d = \sqrt{\frac{3 \log_2 M \times E_b}{2(M - 1)}} \quad (4.9)$$

onde E_b é a energia de *bit*.

A expressão acima reforça que quanto maior a constelação QAM utilizada, menor é a distância entre os símbolos. Quanto menor a distância entre os símbolos, maior é a energia do *bit*. Essa expressão mostra que quanto maior a ordem da constelação utilizada pela modulação M-QAM, maior será a energia utilizada no sistema. A Tabela 10 reforça essa idéia, mostrando

uma comparação entre a SNR das modulações 16-QAM, 64-QAM, 128-QAM e 256-QAM com uma BER de 10^{-2} retiradas da simulação acima.

Tabela 10: Comparativo entre a SNR das modulações 16-QAM, 64-QAM, 128-QAM e 256-QAM com uma BER de 10^{-2} .

M-QAM	SNR (E_b/N_0)
16	8,12
64	11,89
128	13,96
256	15,80

Esse tipo de comparação pode ser feita também quando se avalia os resultados ao se variar a constelação da modulação M-PSK, deixando isto para os trabalhos futuros.

O resultado das simulações mostra, portanto, que o canal AWGN apresenta um resultado melhor para a modulação BPSK que o canal Rayleigh. Isso vem do fato do canal Rayleigh considerar as contribuições da perda do sinal por conta do desvanecimento. O canal AWGN apenas aplica um Ruído Branco ao sinal, o que gera uma perda menor ao canal e, com isso, menores valores de BER.

O canal Rice também teria as suas particularidades. Apresentaria uma perda maior que o canal AWGN e teria uma diferença com o canal Rayleigh, pois Rice considera a contribuição do sinal em visada direta.

Sendo assim, pode-se então retirar as seguintes conclusões das simulações apresentadas:

-O canal AWGN apresenta um resultado melhor que o canal Rayleigh, mas não é um canal prático, por conta dos problemas associados ao multipercurso em sistemas de comunicações móveis;

- Em um canal Rayleigh, as modulações M-QAM apresentam melhores resultados do que a modulação BPSK. Isso pode ser visto na análise teórica, tomando as expressões de BER de cada modulação, com o resultado sendo comprovado na simulação;

-Quanto menor a constelação QAM, melhor o resultado em termos de BER para o canal Rayleigh proposto. Como explicado, isso vem da geração dos símbolos da constelação pelo método de Gray, que torna uma curva BER de uma modulação M-QAM de ordem inferior com um maior decaimento em relação à outra de ordem maior.

5 CONCLUSÕES

O presente trabalho mostrou que é possível projetar um sistema teórico que faça o cálculo da BER para um canal Rayleigh ou AWGN com o modo de transmissão OFDM e uma modulação qualquer. A proposta da dissertação era fazer uma comparação entre BPSK e algumas modulações M-QAM. Já existe o estudo deste mesmo autor, em conjunto com o aluno Pedro Armando, também estudante de mestrado da UFF, para o canal Rayleigh, transmitindo com OFDM e utilizando uma modulação QPSK e GMSK, que podem desenvolver trabalhos futuros no ramo científico.

Esse trabalho foi realizado de forma teórica pois para a parte prática, seria necessário um gerador vetorial de sinais, que possibilitaria a transmissão de canais com multiportadoras. Recentemente a UFF obteve o equipamento, o que também pode gerar trabalhos práticos nessa linha de pesquisa, para medições em faixa larga, o que seria de muita valia para os sistemas WIMAX e LTE. Para o LTE deve - se fazer testes com outras modulações, mas já aponta para uma tendência de bom desempenho com a modulação BPSK. Isso deve ser confirmado para testes com outras modulações que podem ser utilizadas pelo LTE e pelo IEEE 802.11.

A simulação no canal OFDM teve um tempo de, aproximadamente, 12 horas para cada modulação. Isso mostra como a estrutura desenvolvida pelo professor Eduardo Vale para o *Simulink* do MATLAB foi robusta e eficaz para a simulação.

5.1. TRABALHOS FUTUROS

Apesar dos bons resultados obtidos nas simulações, algumas deficiências devem ser corrigidas em trabalhos futuros. Eis as que são consideradas principais:

-Dificuldade em se obter um modelo no *Simulink* para a modulação QAM. Teve que se trabalhar com linhas de programas, o que aumenta o tempo de processamento e também apresenta mais chances de se obter um resultado que não venha a condizer com o que deveria ser obtido.

-Obtenção de resultados práticos para as simulações observadas. Essa foi uma grande dificuldade na época em que se começou a desenvolver o trabalho, pois a idéia inicial era trabalhar com resultados de medições práticas. Como, na época, os alunos estavam empenhados em realizar medições em ambientes de radiopropagação, poderia se fazer o trabalho em conjunto, enquanto um grupo tomava os parâmetros de estudo do canal, como a PDF do desvanecimento rápido, a Banda de Coerência, outro grupo trabalhava nos resultados para a BER em um canal real.

Essas deficiências acabaram por sugerir idéias de trabalhos futuros, que podem ser executadas pelos interessados com a continuidade deste trabalho.

-Com a obtenção do gerador vetorial de sinais pela UFF, pode-se fazer um trabalho prático dessa experiência. O gerador tem compatibilidade com a linguagem em MATLAB, o que facilita o estudo, uma vez que se pode gerar o sinal multiportadoras, no MATLAB, e trabalhar com esquemas de modulações diferentes em um canal de radiopropagação. Já existe, na UFF, um trabalho com medições em faixa estreita na frequência de 3,5 GHz, realizado pelo aluno de Mestrado Pedro Vieira e já se tem, no laboratório, instrumentos para medição em 2,4 GHz. Pode-se, portanto, realizar medições em faixa larga na frequência de 3,5 GHz e fazer uma comparação com os resultados obtidos em faixa estreita, ou mesmo trabalhar com a frequência de 2,4 GHz. Outra sugestão, seria fazer a medição na frequência de 5,8 GHz. Todas essas frequências são, por exemplo, utilizadas no sistema WIMAX, portanto, de grande interesse para o ramo científico.

-Realizar as simulações com outras modulações. Isso poderá deixar o trabalho mais solidificado, tomando já resultados mais precisos para os sistemas de comunicações. Isso pode ser feito tanto teóricamente, quanto praticamente, juntamente com a equipe de professores do Mestrado da UFF.

-Realizar simulações em outros canais. Uma sugestão seria o canal de desvanecimento Rice, com multipercursos, como no canal Rayleigh, mas com a diferença de que neste canal deve-se levar em conta o raio predominante. Existe, ainda, a possibilidade de estudo para o canal de Weibull, baseado na distribuição de Weibull, e o canal Nakagami, também baseado na sua distribuição.

-Tomar simulações também para o caso OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*). Trata de uma versão para multi-usuários para o esquema OFDM.

5.2. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esse ramo de transmissão OFDM com várias modulações apresenta um conjunto de novas pesquisas que se referem a sistemas de comunicações sem fio. E isso leva a muitas aplicações, como os sistemas de comunicações móveis tratados na dissertação. Outros estudos podem ser feitos em conjunto com outras áreas do Mestrado, como a área de Multimídia, que pode fazer um estudo conjunto em um sistema de transmissão com um protocolo TCP, por exemplo. Isso mostra que o ramo das telecomunicações é diverso, e que várias áreas podem ser integradas para o estudo de um sistema de comunicação. Como exemplo, esses resultados podem ser utilizados para a transmissão de TV Digital, ramo crescente no Brasil, ou mesmo de IPTV (*Internet Protocol Television*), sistemas de comunicações em navios e plataformas entre outras aplicações.

Esses estudos podem ser utilizados amplamente no futuro, pois são úteis para o desenvolvimento dos sistemas de comunicações do Brasil. Também pode ajudar nos projetos de inclusão digital, tão discutidos em debates políticos e sociais no Brasil.

REFERÊNCIAS

- [1] TOSKALA, Antti; HOLMA, Harri. “*WCDMA for UMTS - Radio Access for Third Generation Mobile Communications*”. Editora Wiley Interscience. Capítulo 3, pp 47-60; Capítulo 4, pp 61-67; Capítulo 5. pp 75-98. 2004.
- [2] TOSKALA, Antti; HOLMA, Harri. “*LTE for UMTS - OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access*”. Editora Wiley Interscience. Capítulo 2, pp 13-2; Capítulo 3, pp 23-44. 2009.
- [3] PARSONS, J. D. “*Mobile Radio Propagation Channel*”. Editora Wiley Interscience. Capítulo 5, pp 114-136. 2000.
- [4] BERTONI, Henry L. “*Radio Propagation for Modern Wireless Systems*”. Editora Prentice Hall. Capítulo 2, pp 16-45; Capítulo 3, pp 54- 81; Capítulo 7, pp 181-209. 2000.
- [5] OPPENHEIM, Alan V.; SCHAFER, Ronald W. “*Discrete-Time Signal Processing*”. Editora Prentice Hall. Capítulo 8, pp 541-598; Capítulo 9, pp 629-669. 1999.
- [6] LEON-GARCIA, Alberto. “*Probability and Random Processes for Electrical Engineering*”. Editora Addison-Wesley. Capítulo 2, pp 23-72; Capítulo 3, pp 84 – 162. 1994.
- [7] PAHLAVAN, Kaveh; LEVESQUE, Allen H. “*Wireless Information Network*”. Editora Wiley Interscience. Capítulo 3, pp 55-88. 2005
- [8] ALBUQUERQUE, João Paulo de Almeida et al. “*Probabilidade, variáveis aleatórias e Processos Estocásticos*”. Editora Interciência. Capítulo 2, pp 29-55; Capítulo 3, pp 67-124; Capítulo 5, pp 157-184. 2008.

- [9] HAYKIN, Simon. “*Communication Systems*”. Editora Bookman. Capítulo 1, pp 61-89; Capítulo 2, pp 109-181; Capítulo 3, pp 205-250; Capítulo 5, pp 336 – 362; Capítulo 10, pp 658-721. 2004.
- [10] ALENCAR, Marcelo Sampaio. “*Telefonia Celular Digital*”. Editora Érica. Capítulo 3, pp 80- 95; Capítulo 5, pp 149-179; Capítulo 6, pp 191-229; Capítulo 11, pp 343-357; Capítulo 12, pp 360-393. 2007.
- [11] SEIDEL, Scott Y. et al. “*Path Loss, Scattering, and Multipath Delay Statistics in Four European Cities for Digital Cellular and Microcellular Radiotelephone*”. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol 40, nº4. Novembro de 1991.
- [12] CRAIG, J.W. “*A new, simple and exact result for calculating the probability of error for two dimensional signal constellations*”. Proceedings of Military Communications Conference (MILCOM’91) pp. 571-575. 1991.
- [13] CLARK, G.; CAIN, J. “*Error-Correction Coding for Digital Communications*”. Editora Plenum Press, 1981.
- [14] GABOR, D. “*Theory of communications*”. Journal of IEEE, vol 93, Part III, pp 429-457. 1991.
- [15] ABREU, Estela dos Santos; TEIXEIRA, José Carlos Abreu. “*Apresentação de Trabalhos Monográficos de Conclusão de Curso*”. Editora EdUFF, 2007, 57 p.
- [16] SHANNON, C.E. “*A Mathematical Theory of Communication*”. The Bell System Technical Journal, vol 27, pp 379-423, 1948.
- [17] SLIMANE, S.B. “*An improvised PSK scheme for fading channels*”. IEEE Transactions on Speech Technology, vol 47, pp 703-710, 1998.
- [18] KOSONO, Shigeru. “*Mobile Propagation and Delay Spread Characteristics with a Low Base Station Antenna on an Urban Area*”. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol 42, nº1. Fevereiro de 1993.
- [19] KIKUCHI, T. “*Mobile Communication service in Japan*”. NTT Review, vol 1, pp 21-29. Maio de 1989.

- [21] SCHRAMM, Peter; MÜLLER, Ralf R. “*Pilot Symbol Assisted BPSK on Rayleigh Fading Channels with Diversity: Performance Analysis and Parameter Optimization*”. IEEE Transactions on Communication. 1993.
- [22] CAVERS, James K. “*An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels*”. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol 40, n° 4. Novembro de 1991.
- [23] TANG, Xiaoyi; ALOUINI, Mohamed-Slim. “*Effect of Channel Estimation Error on M-QAM BER Performance in Rayleigh Fading*”. IEEE Transactions on Communications, vol 47, n°12, pp 1856-1864. Dezembro de 1999.
- [24] FORTUNE, P.M.; HANZO, L.; STEELE, R. “*On the computation of 16-QAM and 64-QAM performance in Rayleigh Fading Channels*”. IEEE Transactions on Communications, vol E75-B, pp 466-475. Junho de 1992.
- [25] SARNIN, Suzi Seroja et al. “*Performance Study of BPSK and 8-PSK Using Cyclic Codes in CDMA Enviroments*”. Proceedings of International MultiConference of Engineers and Computer Scientists, vol 2, Março de 2010.
- [26] RIGLING, Brian D., SCHNITER, Philip. “*Subspace Leaky LMS*”. IEEE Signal Processing Letters, vol 11, n° 2, pp 136-139. Fevereiro de 2004.
- [27] JABARI, E.H. “*Spreading codes for direct sequence CDMA and wideband CDMA cellulat networks*”. IEEE Communications Magazine, pp 48-54. Setembro de 1998.
- [28] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS NBR 10719:1989- Apresentação de relatórios técnicos-científicos: procedimento.[Rio de Janeiro], 1989. 9p.
- [29] KIM, Jin-Goog et al. “*Channel Estimation for OFDM over Fast Rayleigh Fading Channels*”. World Academy of Science, Engineering and Tecnology. 2007.
- [30] LANDSTRÖM, Daniel, et al. “*Symbol Time Offset Estimation in Coherent OFDM Systems*”. IEEE Transaction on Communication, vol 50, n°4, pp 545-549. Abril de 2002.
- [31] 3GPP. *3rd Generation Partnership Project*. Grupo de empresas de telecomunicações para a 3G. Disponível em <http://www.3gpp.org/>. Acessada em Agosto de 2009.

- [32] 3G AMERICAS. Disponível em <http://www.3gamericas.org/>. Acessada em Agosto de 2009.
- [33] WIMAXFORUM. Site com diversas informações sobre a tecnologia WIMAX.
Disponível em <http://www.WIMAXforum.org/technology/>. Acessada em Setembro de 2009.
- [34] 4GFORUMS. Site com diversas informações sobre a 4G. Disponível em <http://4gforums.com/> . Acessada em Setembro de 2009.
- [35] LTEFORUMS. Site com diversas informações sobre o LTE. Disponível em <http://www.lteuniversity.com/forums/> . Acessada em Setembro de 2009.
- [36] PINTO, Ernesto Leite; ALBUQUERQUE, Cláudio Penedo. “A Técnica de Transmissão OFDM”. Revista Periódica-Telecomunicações, vol 5, nº1, pp 1-10. Junho de 2002.
- [37] ALENCAR, Marcelo Sampaio; LOPES, Waslon Terlizze; MADEIRO, Francisco. “Um novo método para o cálculo da probabilidade de erro de bit de esquemas em modulação QAM sujeitos ao desvanecimento Rayleigh”. Revista da sociedade Brasileira de Telecomunicações, vol 19, nº2, PP 58-67. Agosto de 2004.
- [38] VALE, Eduardo Rodrigues; Sistema gerado em *Simulink* para as simulações da dissertação.

ANEXOS

ANEXO 1: Script de geração do sinal 16-QAM no canal AWGN

```

clear
N = 10^5; % número de símbolos
M = 16;   % tamanho da constelação
k = log2(M); % Bits/símbolo

% definindo a parte real e imaginária da constelação 16-QAM
alphaRe = [-(2*sqrt(M)/2-1):2:-1 1:2:2*sqrt(M)/2-1];
alphaIm = [-(2*sqrt(M)/2-1):2:-1 1:2:2*sqrt(M)/2-1];
k_16QAM = 1/sqrt(10);

Eb_N0_dB = [0:15];
Es_N0_dB = Eb_N0_dB + 10*log10(k);

% Mapeamento de Gray para os binários
ref = [0:k-1];
map = bitxor(ref,floor(ref/2));
[tt ind] = sort(map);

tic

for ii = 1:length(Eb_N0_dB)

    % Geração de Símbolo
    % -----
    ipBit = rand(1,N*k,1)>0.5; % Geração de números aleatórios binários.
    ipBitReshape = reshape(ipBit,k,N).';
    bin2DecMatrix = ones(N,1)*(2.^[k/2-1:-1:0]) ; % Conversão de binário
para real

    % Real
    ipBitRe = ipBitReshape(:,[1:k/2]);
    ipDecRe = sum(ipBitRe.*bin2DecMatrix,2);
    ipGrayDecRe = bitxor(ipDecRe,floor(ipDecRe/2));

    % Imaginário
    ipBitIm = ipBitReshape(:,[k/2+1:k]);
    ipDecIm = sum(ipBitIm.*bin2DecMatrix,2);
    ipGrayDecIm = bitxor(ipDecIm,floor(ipDecIm/2));

    % Mapeamento de Gary
    modRe = alphaRe(ipGrayDecRe+1);
    modIm = alphaIm(ipGrayDecIm+1);

    % Constelação Complexa
    mod = modRe + j*modIm;
    s = k_16QAM*mod; % Normalização da Potência de Transmissão

    % nGeração do Ruído

    n = 1/sqrt(2)*[randn(1,N) + j*randn(1,N)]; % Ruído Branco Gaussiano,
0dB variance

    y = s + 10^(-Es_N0_dB(ii)/20)*n; % Ruído Branco aditivo Gaussiano

```

```

% Demodulação
% -----
y_re = real(y)/k_16QAM; % Parte Real
y_im = imag(y)/k_16QAM; % Parte Imaginária

% Gerando o alfabeto
ipHatRe = 2*floor(y_re/2)+1;
ipHatRe(find(ipHatRe>max(alphaRe))) = max(alphaRe);
ipHatRe(find(ipHatRe<min(alphaRe))) = min(alphaRe);
ipHatIm = 2*floor(y_im/2)+1;
ipHatIm(find(ipHatIm>max(alphaIm))) = max(alphaIm);
ipHatIm(find(ipHatIm<min(alphaIm))) = min(alphaIm);

% Constelação da conversão decimal
ipDecHatRe = ind(floor((ipHatRe+4)/2+1))-1; % LUT based
ipDecHatIm = ind(floor((ipHatIm+4)/2+1))-1; % LUT based

% Convertendo emu ma string binária
ipBinHatRe = dec2bin(ipDecHatRe,k/2);
ipBinHatIm = dec2bin(ipDecHatIm,k/2);

% Convertendo uma string binária em decimal
ipBinHatRe = ipBinHatRe.';
ipBinHatRe = ipBinHatRe(1:end).';
ipBinHatRe = reshape(str2num(ipBinHatRe).',k/2,N).';

ipBinHatIm = ipBinHatIm.';
ipBinHatIm = ipBinHatIm(1:end).';
ipBinHatIm = reshape(str2num(ipBinHatIm).',k/2,N).';

% Fazendo a contagem de erros para Reais e Imaginários
nBitErr(ii) = size(find([ipBitRe- ipBinHatRe]),1) + size(find([ipBitIm
- ipBinHatIm]),1) ;

end
simBer = nBitErr/(N*k);
theoryBer = (1/k)*3/2*erfc(sqrt(k*0.1*(10.^(Eb_N0_dB/10))));

close all; figure
semilogy(Eb_N0_dB,theoryBer,'bs-','LineWidth',2);
hold on
semilogy(Eb_N0_dB,simBer,'mx-','LineWidth',2);
axis([0 15 10^-5 1])
grid on
legend('teoria', 'simulação');
xlabel('Eb/No, dB')
ylabel('BER')
title('Curva da BER para modulação 16-QAM')
toc

```

ANEXO 2: Script de geração do sinal BPSK no canal Rayleigh

```

clear
N = 10^6 % Número de bits/símbolo

% TX
ip = rand(1,N)>0.5; %Gerador Bernoulli
s = 2*ip-1; Expressão para o BPSK

Eb_N0_dB = [-3:35];

for ii = 1:length(Eb_N0_dB)

    n = 1/sqrt(2)*[randn(1,N) + j*randn(1,N)]; %Ruído Branco gaussiano com 0
dB

    h = 1/sqrt(2)*[randn(1,N) + j*randn(1,N)]; % canal Rayleigh

    % Adição de Ruído
    y = h.*s + 10^(-Eb_N0_dB(ii)/20)*n;

    % Eualização
    yHat = y./h;

    % RX-Decodificador de hard decision
    ipHat = real(yHat)>0;

    % Contabilizando os erros
    nErr(ii) = size(find([ip- ipHat]),2);

end

simBer = nErr/N; % BER simulada
theoryBerAWGN = 0.5*erfc(sqrt(10.^(Eb_N0_dB/10))); % BER teórica

EbN0Lin = 10.^(Eb_N0_dB/10);

theoryBer = 0.5.*(1-sqrt(EbN0Lin./(EbN0Lin+1)));

close all
figure
semilogy(Eb_N0_dB,theoryBerAWGN,'cd-','LineWidth',2);
hold on
semilogy(Eb_N0_dB,theoryBer,'bp-','LineWidth',2);
semilogy(Eb_N0_dB,simBer,'mx-','LineWidth',2);
axis([-3 35 10^-5 0.5])
grid on
legend('AWGN Teórica','Rayleigh Teórica', 'Rayleigh Simulação');
xlabel('Eb/No, dB');
ylabel('BER');
title('BER para BPSK utilizando OFDM em um canal Rayleigh');

```

